

Tesis defendida por

Arturo García Melchor

y aprobada por el siguiente comité

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Director del Comité

M. en C. Atziry Magaly Ramírez Aguilera

Miembro del Comité

Dr. Miguel Ángel Alonso Arévalo

Miembro del Comité

Dr. Vitaly Kober

Miembro del Comité

Dr. César Cruz Hernández

Coordinador del programa de
posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Director de la Dirección de Estudios de Posgrado

7 de septiembre de 2012

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE
EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA**



**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

Propiedades de optimalidad y soluciones de baja complejidad para la transmisión
coordinada multicelda

Tesis

para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de

Maestro en Ciencias

Presenta

Arturo García Melchor

Ensenada, Baja California, México

2012

Resumen de la tesis de Arturo García Melchor, presentada como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Telecomunicaciones. Ensenada, Baja California, Septiembre de 2012.

Propiedades de optimalidad y soluciones de baja complejidad para la transmisión coordinada multicelda

Resumen aprobado por:

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Director de Tesis

La creciente demanda de los servicios de telefonía móvil a través del tiempo, ha llevado a que los sistemas de comunicaciones móviles celulares evolucionen hacia tecnologías cada vez más sofisticadas, de tal forma que los usuarios puedan tener servicios de calidad, lo que conlleva a lograr altas tasas de transferencias de datos. Sin embargo, existen usuarios que por su posición tienen pocas probabilidades de ser atendidos con servicios de calidad, tal es el caso de aquellos terminales ubicados cerca de los bordes de las celdas, en donde la potencia de la señal recibida por parte de su estación base ancla es baja debido a la lejanía, además las señales recibidas por parte de las estaciones base vecinas actúan como señales que causan interferencia.

Para la telefonía móvil de cuarta generación (4G) se plantea un esquema cooperativo, en donde los usuarios ubicados cerca de los bordes de las celdas puedan ser atendidos por más de una estación base, logrando que dichos usuarios obtengan mejores tasas de transmisión que aquellos usuarios atendidos por sistemas celulares de tercera generación o menor.

En esta tesis, se atiende el esquema cooperativo en donde se establecen esquemas de transmisión de conformación de haz de baja complejidad. Por su simplicidad se ha elegido la transmisión de conformación de haz Zero-Forcing, la cual cancela interferencias y por lo tanto incrementa el desempeño de los usuarios, además se ha puesto a prueba otro método de transmisión llamado Distribuido Virtual SINR (DVSINR) en el cual se optimizan los pesos del conformador de haz, logrando mejorar el desempeño de Zero-Forcing. También se analiza el comportamiento del sistema al modificar la cantidad de antenas en las estaciones base y la cantidad de usuarios servidos.

Palabras Clave: telefonía móvil, borde de la celda, estaciones base coordinadas, conformador de haz, optimización

Abstract of the thesis presented by Arturo García Melchor, in partial fulfillment of the requirements of the degree of Master in Electronic and Telecommunications with orientation in Telecommunications. Ensenada, Baja California, September 2012.

Optimality Properties and Low-Complexity Solutions to Coordinated Multicell Transmission

The increasing demand for mobile telephony services over time, has led to the cellular mobile communication systems evolve to increasingly sophisticated technologies, so that users can have quality services, which leads to achieve high data transfer rates. However, there are users who by their position are unlikely to be served with quality services, such is the case of those terminals located near the edges of the cells, where the signal strength received from the anchor base station is low due to the remoteness, also signals received from neighboring base stations act as signals that cause interference.

For the fourth generation mobile (4G) sets a cooperative scheme, where users near the cell borders can be seen by more than one base station, making those users get better transfer rates than those seen by users of third generation cellular systems or less.

This thesis addresses the cooperative scheme where transmission of low complexity beamforming schemes are established. Due to its simplicity has been chosen the transmission of Zero Forcing beamforming which cancels interference and therefore increases the performance of users, also has been tested another transmission method called Distributed Virtual transmission SINR (DVSINR), which optimizes the weights of the beamformer, thus improving the performance of Zero-Forcing. Also discusses the behavior of the system to modify the number of base stations antennas and the number of users served.

Keywords: mobile telephony, edge of the cell, coordinated base stations, beamforming, Zero-Forcing, optimization

*A mis padres Aurelia y
Vicente, a mi hermana
pequeña Miriam, la her-
mana mayor Maribel y a
mi hermano Vicente.*

Agradecimientos

A mis padres y hermanos por su apoyo incondicional.

Al Dr. David por su paciencia y enseñanzas que me han servido para finalizar este proyecto y que me servirán para toda la vida, al comité de tesis conformado por la maestra Atziry y los doctores Miguel y Vitaly, por sus muy acertados comentarios sobre la elaboración de esta tesis.

A los integrantes del grupo de comunicaciones inalámbricas (gci), Leo, Memo, Armando y Alejandro, por su aportación en conocimiento al presente trabajo. A mis compañeros de tesis Fernando y Héctor por su crítica constructiva que me ayudó a conseguir el camino para llevar a cabo el proyecto de tesis.

A mis compañeros de la maestría que me permitieron establecer un buen ambiente de amistad y compartir conocimientos.

Al CICESE por permitirme adquirir conocimientos y cumplir una meta importante dentro de mi vida. A todos los maestros que compartieron su conocimiento e hicieron posible que este proyecto se pudiera realizar.

Al CONACyT por su apoyo económico.

Contenido

	Página
Resumen en español	i
Resumen en inglés	ii
Dedicatoria	iii
Agradecimientos	iv
Contenido	v
Lista de Figuras	vii
Lista de Tablas	x
Acrónimos	xi
Nomenclatura	xii
I. Introducción	1
I.1 Definición del problema	2
I.2 Objetivo de la tesis	4
I.3 Metodología de la investigación	4
I.4 Organización de la tesis	6
II. Cuarta generación de los sistemas de comunicaciones móviles celulares	7
II.1 Evolución de los estándares de comunicaciones móviles celulares hacia 4G	8
II.2 Release 99 y 4	10
II.3 Release 5	11
II.4 Release 6	11
II.5 Release 7	12
II.6 Release 8	13
II.7 Release 9	15
II.8 Release 10 y más allá	15
III. Modelo matemático del sistema celular coordinado	23
III.1 Estaciones base coordinadas para sistemas de comunicaciones móviles celulares de cuarta generación	23
III.1.1 Arquitectura centralizada	24

Contenido (continuación)

	Página
III.1.2 Arquitectura distribuida	25
III.1.3 Otros tipos de arquitecturas	27
III.2 Esquemas de transmisión CoMP	27
III.3 Modelo matemático del sistema celular	29
III.4 Capacidad de canal del sistema	35
IV. Mejoras de las prestaciones del sistema celular coordinado mediante la obtención de pesos del conformador de haz	38
IV.1 Fundamentos de Zero Forcing Beamforming	38
IV.2 SINR Distribuido Virtual	43
IV.2.1 Obtención de los pesos del conformador de haz	47
V. Simulación y discusión de resultados	54
VI. Conclusiones	68
VI.1 Sobre la evolución de las tecnologías del grupo 3GPP	68
VI.2 Sobre el modelo matemático y resultados de simulación	69
VI.2.1 Desempeño general del sistema	70
VI.2.2 Sobre la eficiencia espectral en distintas regiones de la celda y asignación de potencia	71
VI.3 Sobre el objetivo de la tesis	72
VI.4 Con respecto al número de antenas de las estaciones base y cantidad de usuarios dentro de las celdas	73
VI.5 Trabajo futuro como continuación a esta investigación	74
Referencias bibliográficas	76

Lista de Figuras

Figura		Página
1	Usuario afectado por las pérdidas de propagación y la interferencia de una estación base vecina.	3
2	Proceso de investigación del presente trabajo de tesis.	5
3	Orden de magnitud del incremento de las velocidades de los releases 5 y 6. Modificada de López (2009).	12
4	Arquitectura de red release 8. Adaptada de Comes <i>et al.</i> (2010)	14
5	Releases del grupo 3GPP.	16
6	Agregación de portadora en los casos intrabanda contigua, intrabanda no-contigua e interbanda (CC: Component Carrier). Modificada de “LTE-Advanced (3GPP Release 10 and beyond) RF aspects”, 3GPP 2009 Workshop for Evaluation Dec 17-18, 2009 Mobile World Congress, Barcelona, 19th February 2009.	19
7	MIMO mejorado en LTE-Advanced. Adaptado de Akyildiz <i>et al.</i> (2010).	21
8	Funcionamiento del nodo relay en LTE-Advanced. Modificada de “LTE Advanced,” QUALCOMM, Febrero, 2012.	21
9	Estaciones base coordinadas con arquitectura centralizada. Adaptada de Akyildiz <i>et al.</i> (2010).	24
10	Estaciones base coordinadas con arquitectura distribuida. Adaptada de Akyildiz <i>et al.</i> (2010).	26
11	Técnicas de transmisión CoMP con procesamiento conjunto (JP). Adaptada de Akyildiz <i>et al.</i> (2010).	28
12	Esquemas de transmisión CoMP (JP y CS/CB) en LTE-Advanced. Adatada de Je <i>et al.</i> (2011).	29
13	Representación esquemática del modelo general del sistema celular. Adaptada de Björnson <i>et al.</i> (2011).	31
14	Funcionamiento general de zero-forcing en un transmisor con N_j antenas transmisoras y K_r usuarios.	41

Lista de Figuras (continuación)

Figura		Página
15	Comparación de la eficiencia espectral usando ZFBF y sin el uso de una técnica de cancelación de interferencias.	42
16	Método de las potencias para obtener valor y vector propio de una matriz A	48
17	Método de iteración inversa para obtener un valor y vector propio de una matriz A	51
18	Versión final del método de iteración inversa.	53
19	Pérdidas por propagación de la señal transmitida desde la estación base.	55
20	Sistema celular empleado para simulación del modelo matemático de CoMP.	55
21	Comparación del desempeño del sistema con ZFBF DVSINR, además de single cell.	56
22	Escenario de simulación con colocación de usuarios estratégicamente dentro de los conjuntos \mathcal{C}_j y/o \mathcal{D}_j de BS_1 y/o BS_2	57
23	Resultados de simulación del sistema celular de la Figura 22.	58
24	Resultados de simulación del sistema unicelular coordinado de la Figura 22.	59
25	Escenario con los usuarios UE_2 y UE_3 fijos y UE_1 en movimiento.	60
26	Desempeño del UE_1 mientras se desplaza de la BS_2 a la BS_1	61
27	Representación de la asignación de potencia a los usuarios.	61
28	Asignación de potencia por las estaciones base a cada usuario mientras UE_1 se desplaza de BS_2 a BS_1 y los usuarios UE_2 y UE_3 están fijos.	62
29	Comportamiento de la eficiencia espectral respecto al número de antenas de las estaciones base para un total de cuatro usuarios.	63
30	Comportamiento de la eficiencia espectral respecto al número de antenas de las estaciones base para un total de ocho usuarios.	64
31	Comportamiento de la eficiencia espectral respecto a a la cantidad de usuarios en el sistema con estaciones base con cuatro elementos de antena.	65

32	Comportamiento de la eficiencia espectral respecto a a la cantidad de usuarios en el sistema con estaciones base con ocho elementos de antena.	66
----	--	----

Lista de Tablas

Tabla	Página
I Número de RB por canal de LTE.	15
II Comparación del desempeño de los sistemas celulares con 4 y 8 antenas.	67

Acrónimos

- SINR: Del inglés *Signal Interference Noise Ratio Relación*, señal a ruido más interferencia.
- MIMO: Del inglés *Multiple Input Multiple Output*, múltiples entradas múltiples salidas.
- CoMP: Del inglés *Coordinated multi-point transmission and reception*, transmisión y recepción multipunto coordinada.
- DVSINR: Del inglés *Distributed Virtual SINR*, distribuido virtual SINR.
- ZFBF: Del inglés *Zero-Forcing Beamforming*, conformador de haz con cancelación de interferencias forzadas a cero.
- CQI: Del inglés *Channel Quality Indicator*, indicador de calidad de canal.
- JP: Del inglés *Joint Processing*, procesamiento conjunto.
- CS/CB: Del inglés *Coordinated scheduling/beamforming*, despachador/conformador de haz coordinados.
- UE: Del inglés *User Equipment*, Equipo de usuario.

Nomenclatura

\mathbf{X} :	Matriz.
\mathbf{x} :	vector.
x :	Escalar.
\mathbf{X}^{-1} :	Matriz inversa de la matriz \mathbf{X} .
$R(\mathbf{X})$:	Rango de la matriz \mathbf{X} .
\mathbf{X}^T :	Transpuesta.
\mathbf{X}^H :	Conjugada transpuesta.
$E\{\cdot\}$:	Valor esperado.
\mathbf{I} :	Matriz identidad.
$Re\{\cdot\}$:	Parte real.
$Im\{\cdot\}$:	Parte imaginaria.
\mathbf{X}^\dagger :	Matriz pseudo-inversa de \mathbf{X} .
$\ \cdot\ $:	Norma estándar Euclideana.
$\ \cdot\ _p$:	Norma p .
$\Pi_{\mathbf{X}}$:	Matriz de proyección ortogonal sobre el espacio columna de \mathbf{X} , donde $\Pi_{\mathbf{X}} = \mathbf{X} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H$.
$\Pi_{\mathbf{X}}^\perp$:	Complemento ortogonal de $\Pi_{\mathbf{X}}$.
$tr\{\cdot\}$:	Operador traza.

Capítulo I

Introducción

En los últimos años se ha incrementado el uso de las comunicaciones inalámbricas, principalmente la telefonía celular, este incremento va acompañado por una necesidad de tasas mayores de transferencia de datos. Lo anterior obliga a las tecnologías a evolucionar y buscar nuevas formas de satisfacer estos requerimientos por medio del mejoramiento de las tasas de datos pico y promedio, eficiencia espectral y latencia. La eficiencia espectral pico se puede lograr aplicando la transmisión MIMO y el esquema de modulación más alto posible, para ello se requiere que la relación señal a ruido más interferencia (SINR) tenga los niveles adecuados, de tal forma que se permita establecer un enlace con los mínimos errores posibles. Además, de acuerdo a las especificaciones de la ITU¹ (Unión Internacional de Telecomunicaciones), en las redes celulares de cuarta generación los terminales de usuario que se encuentren estáticos tendrán que alcanzar una tasa de transferencia de datos de hasta 1 *Gbps*, mientras que los móviles deberán conseguir los 100 *Mbps*, de esta forma, la eficiencia espectral resulta a nivel teórico un indicador claro y evidente de las prestaciones que puede ofrecer un sistema de comunicaciones móviles celulares y se ha manifestado como una prioridad en el diseño de la capa física de los sistemas celulares (3GPP, 2011a).

Recientemente, la organización 3GPP (3rd Generation Partnership Project) ha considerado una nueva tecnología candidata para las redes de cuarta generación que contribuye a mejorar la eficiencia espectral de las terminales de usuario que se encuentran

¹Las especificaciones que establece la ITU para las redes celulares de cuarta generación son conocidas como IMT-Avanzadas, las cuales se describirán más adelante.

en los límites de las células: las estaciones base cooperativas (BSC) de acuerdo a 3GPP (2010).

La cooperación entre estaciones base es la coordinación dinámica de estaciones base celulares (BS), donde las BS realizan una transmisión cooperativa (CT) a las terminales de usuario en el enlace descendente o una recepción cooperativa (CR) en el enlace de subida.

Las BSC han sido consideradas principalmente para incrementar el desempeño de las terminales de usuario con el peor caso de tasa de transferencia de datos (aquellas terminales que se ubican cerca de los límites de la célula). En una red no coordinada, la interferencia de las células vecinas tiene como consecuencia que las terminales de usuario tengan un desempeño pobre. Para estas terminales, la cooperación puede mejorar la calidad de la señal, reducir la interferencia e incrementar significativamente la capacidad de canal (Garcia *et al.*, 2010).

I.1 Definición del problema

La demanda de servicios de telefonía móvil se ha incrementado en los últimos años; la calidad de dichos servicios también lo está haciendo, es por ello que a medida que evolucionan los estándares de los sistemas de comunicaciones móviles celulares, se incorporan nuevas tecnologías que ayudan a satisfacer la demanda de servicios con una mejor calidad. Sin embargo, existen ciertas regiones dentro de las celdas en donde la potencia de la señal transmitida hacia los usuarios tiene un bajo nivel, dado que existen pérdidas por propagación de las señales, estos casos afectan en mayor medida en los bordes de las celdas, debido a la distancia entre usuario y estación base; en donde además la interferencia causada por las estaciones base vecinas degrada en mayor medida el

buen rendimiento de dichos usuarios. La Figura 1, ilustra tales acontecimientos.

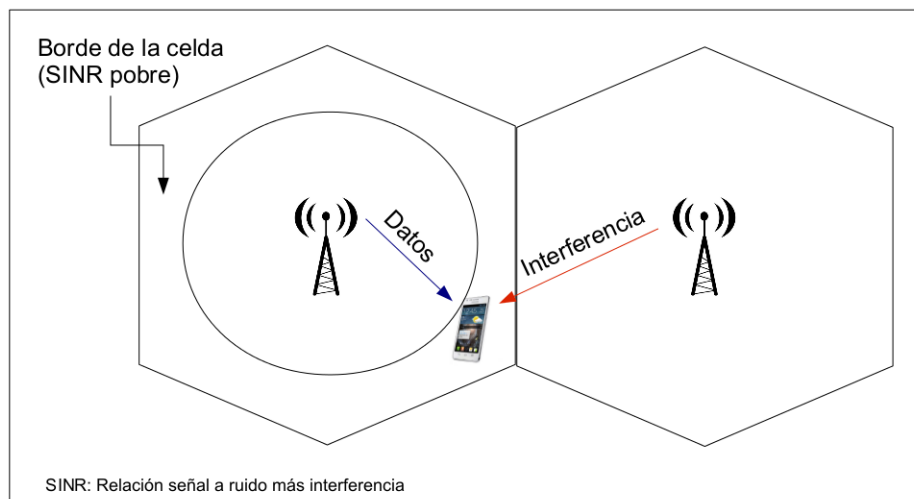


Figura 1. Usuario afectado por las pérdidas de propagación y la interferencia de una estación base vecina.

Con el advenimiento de la cuarta generación de telefonía celular, se busca mejorar en tres áreas: tasas de datos pico y promedio, eficiencia espectral y latencia en el plano de usuario y de control; para ello es necesario que los usuarios presenten altos niveles de SINR, por lo que es necesario reducir la interferencia que generada hacia ellos (España, 2010).

La transmisión y recepción multipunto cooperativa (CoMP), es un término aplicado a sistemas compuestos por varios nodos de antenas que están distribuidos de manera geométrica cuyo objetivo es mejorar el desempeño de los usuarios servidos en un área de cooperación en común. Esto engloba un diseño del sistema en donde se debe lograr la coordinación para transmisión y recepción de datos; este tipo de tecnología ayuda a reducir la interferencia e incrementar la capacidad de canal de los usuarios ubicados en el borde de la celda. Con el uso de nodos coordinados se debe establecer cierta comunicación entre estaciones base mediante una red troncal, lo cual implica el flujo de grandes cantidades de información entre estaciones base. En muchas publicaciones relacionadas

con este campo asumen que la cantidad de información que puede ser intercambiada entre los nodos cooperativos puede ser infinita, dejando de lado el principal problema de tales sistemas, la necesidad de una red de troncal adicional (Marsch y Fettweis, 2008).

I.2 Objetivo de la tesis

Se propone una nueva estructura de cooperación distribuida donde cada estación base tiene la responsabilidad de controlar la interferencia hacia un conjunto de terminales móviles, transmitiendo datos sólo a un subconjunto de ellos. Para ello se consideran los siguientes aspectos: maximización de la suma promedio de las tasas de transmisión y condiciones de optimalidad en dos principales puntos: la conformación del haz del diagrama de radiación y de la estructura de transmisión. Esto conduce a estrategias de distribución de transmisión de baja complejidad en un ambiente típico multicelular urbano.

I.3 Metodología de la investigación

En esta sección se describe el procedimiento que se siguió para culminar el presente proyecto de tesis. La Figura 2 muestra el procedimiento de manera gráfica.

La primera parte de la metodología consiste en el establecimiento de una base teórica sobre el origen de la tecnología de sistemas de comunicaciones móviles celulares de cuarta generación. En base a ello, se proyecta el proceso de investigación sobre el concepto CoMP (estaciones base coordinadas), el cual juega el papel más importante dentro de esta tesis. Posteriormente se desarrolla matemáticamente un modelo de coordinación entre estaciones base, además de generar las bases para la aplicación de

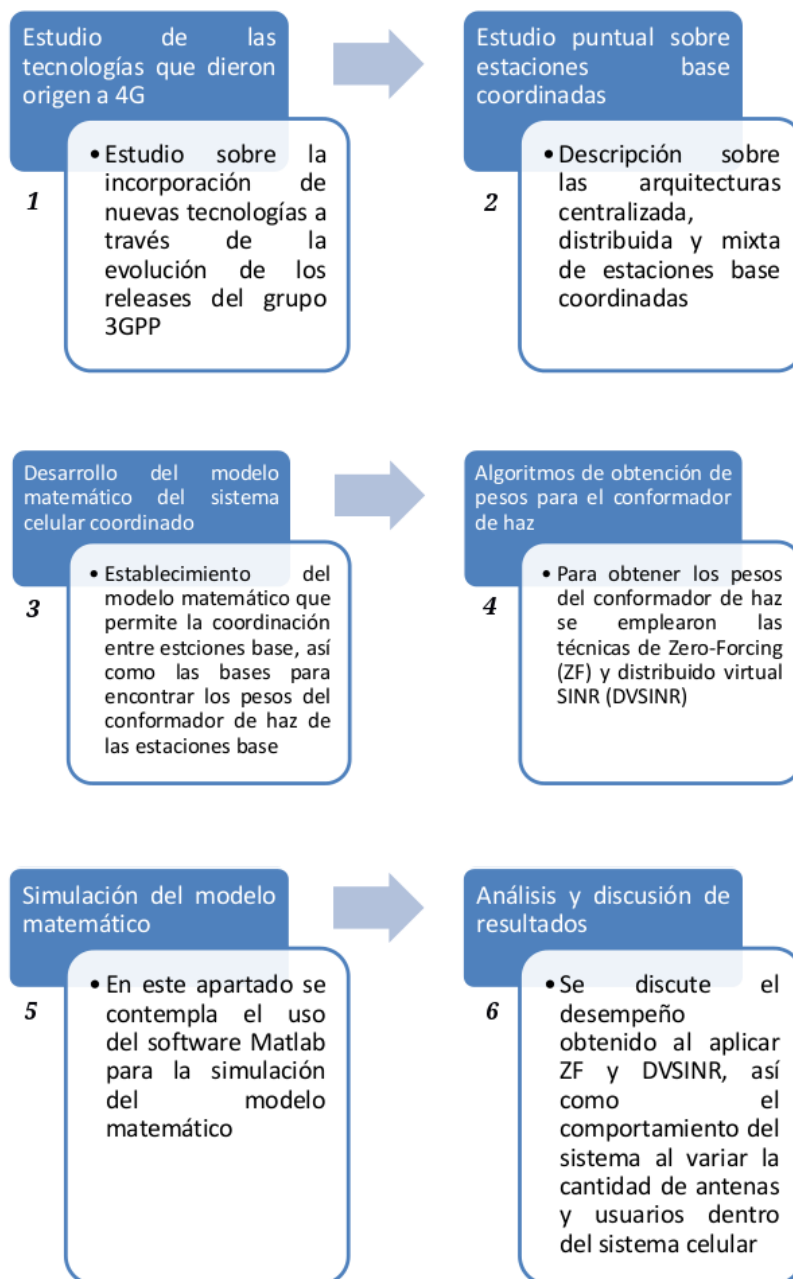


Figura 2. Proceso de investigación del presente trabajo de tesis.

algoritmos que ayudan a incrementar la capacidad de canal de los usuarios de telefonía móvil. Por último, se analizan y discuten los resultados obtenidos.

I.4 Organización de la tesis

El presente trabajo de tesis está ordenado de acuerdo a los siguientes enunciados:

En el capítulo II se describen las principales tecnologías que caracterizan a los estándares o (releases) del grupo 3GPP. Para ello, se comienzan a describir dichas tecnologías que representaron el inicio de la tercera generación de la telefonía celular, y se culmina con los estándares que representan la cuarta generación de dichos sistemas; con esto se logra establecer una base de la cual partir al desarrollo de la tesis en cuestión.

Por otro lado, en el capítulo III se integra el concepto de estaciones base coordinadas, cuyo propósito consiste en incrementar el rendimiento de los terminales móviles en los borde de la celda. Para ello, se desarrolla de manera matemática el mecanismo de coordinación entre estaciones base, además se establecen propiedades base (que se cumplen en estos coordinados), las cuales sirven para desarrollar algoritmos de conformación de haz de baja complejidad que sirven para incrementar la eficiencia de los sistemas de comunicaciones móviles celulares de cuarta generación.

Los algoritmos de conformación de haz son establecidos en el capítulo IV, estos se definen como Zero-Forcing y SINR distribuido virtual (DVSINR).

En el capítulo V se presenta la simulación del modelo matemático y se evalúa el desempeño de los algoritmos de conformación de haz. También se describe el rendimiento del sistema al modificar ciertas propiedades del sistema, entre ellas, el número de antenas de las estaciones base y la cantidad de usuarios en las celdas; además de evaluar el comportamiento de la asignación de potencia de las estaciones base hacia los usuarios.

Por último, en el capítulo VI se desarrollan las conclusiones del trabajo de tesis y se muestra el trabajo futuro.

Capítulo II

Cuarta generación de los sistemas de comunicaciones móviles celulares

Los sistemas celulares de última generación¹ ofrecen servicios que generan experiencias de usuarios positivas debido a que tales servicios se ofrecen con calidad de servicio (QoS, por sus siglas en inglés), sin embargo para lograr obtener tal satisfacción fue necesario que a través de los años se desplegara una evolución tecnológica de los sistemas celulares, esta evolución se ha venido marcando de manera generacional en donde cada nueva generación supera a la anterior en distintos aspectos.

Debido a que el trabajo que se aborda en esta tesis está enfocado a los sistemas celulares de cuarta generación, en este capítulo se describen las etapas de evolución que se han dado a partir del surgimiento de la telefonía celular de tercera generación, no sin antes mencionar y describir a los organismos que se encargan de establecer las normas (llamadas también recomendaciones) que han de regir los sistemas celulares, así como aquellos organismos que desarrollan las especificaciones técnicas necesarias para que los distintos componentes de un sistema de comunicaciones sean compatibles con los innumerables elementos que constituyen las complejas redes y los servicios actuales de las tecnologías de la información y la comunicación.

¹Actualmente la última tecnología desplegada por las empresas de telefonía móvil en los países desarrollados es LTE (Long Term Evolution) y es considerada como generación 3.9, sin embargo esta tesis está enfocada en la aún no desplegada cuarta generación.

II.1 Evolución de los estándares de comunicaciones móviles celulares hacia 4G

Antes de comenzar a describir las tecnologías antecesoras a la cuarta generación de telefonía celular, es necesario comentar sobre la existencia de la ITU (Unión Internacional de Telecomunicaciones), organismo que desempeña un papel fundamental en el rubro de las telecomunicaciones, así como del grupo 3GPP (3rd Generation Partnership Project, por sus siglas en inglés) el cual se encarga de producir especificaciones técnicas para ser incorporadas por organismos de normalización pertinentes.

Con sede en Ginebra, Suiza, la ITU es el organismo especializado de las Naciones Unidas para las Tecnologías de la Información y la Comunicación (TIC). Se encarga de atribuir el espectro radioeléctrico y las órbitas de los satélites a escala mundial, en la actualidad cuenta con con 193 países miembros y más de 700 entidades del sector privado e instituciones académicas.

Es una organización muy extensa y compleja, consta de tres sectores de normalización: ITU-T para la estandarización de las Telecomunicaciones, ITU-R para el estudio de las Radiocomunicaciones, e ITU-D para el desarrollo de las Telecomunicaciones (Moya, 2006).

Al llevar a cabo su misión, el ITU-R pretende crear las condiciones necesarias para el desarrollo armonizado y la utilización eficaz de los sistemas de radiocomunicaciones nuevos y existentes, teniendo debidamente en cuenta a todas las partes concernidas. De esta forma, se garantiza el funcionamiento sin interferencias de los sistemas de radiocomunicaciones, lo que se logra mediante la aplicación del Reglamento de Radiocomunicaciones y los Acuerdos Regionales, y mediante la debida y puntual actualización de estos instrumentos a través de los procesos de las Conferencias Mundiales y Regionales

de Radiocomunicaciones. Además, para la normalización del sector se crean “Recomendaciones” cuyo objetivo es garantizar la necesaria calidad y eficacia del funcionamiento de los sistemas de radiocomunicaciones. Asimismo se estudian los modos y maneras de conservar el espectro y asegurarse de que se deja margen para futuras ampliaciones y nuevos desarrollos tecnológicos (ITU, 2011).

Por otro lado, el grupo 3GPP es una organización que une a cuerpos de normalización conocidos como “socios de la organización” el cual proporciona a sus miembros un ambiente estable para producir los reportes y especificaciones que definen las tecnologías del 3GPP. Estas tecnologías están en constante evolución a través de generaciones de sistemas móviles celulares comerciales. En un principio el 3GPP fue sólo una asociación que evolucionó los sistemas GSM² hacia la tercera generación de telefonía celular. Sin embargo, desde la finalización de las primeras especificaciones de los sistemas LTE³ (Long Term Evolution, por sus siglas en inglés), el 3GPP se ha convertido en el punto focal para los sistemas móviles más allá de la tercera generación. Los miembros del grupo son ARIB (The Association of Radio Industries and Bussines, Japan), ATIS (The Alliance for Telecommunications Industry Solutions, USA), CCSA (China Communications Standards Association), ETSI (The European Telecommunications Standards Institute), TTA (Telecommunications Technology Association , Korea) y TTC (Telecommunication Technology Committe, Japan). El 3GPP también puede tener miembros representativos del mercado que le informan puntos de vista sobre los requerimientos del mercado (servicios y funcionalidad) así como grupos observadores que pueden convertirse en los futuros socios de la organización (3GPP, 2012).

Fue en el año de 1996 cuando comenzaron las actividades para la estandarización

²Los sistemas GSM están dentro de lo que llamamos segunda generación de sistemas móviles celulares.

³El sistema celular LTE está dentro de la tercera generación de telefonía celular.

de los sistemas de tercera generación (3G) en donde se propusieron los conceptos de Acceso Múltiple por División de Código de banda ancha (WCDMA, por sus siglas en inglés) tanto en Europa como en Japón, estas propuestas se llegarían a fusionar dando origen al concepto “Sistema Universal de Telecomunicaciones Móviles” (UMTS, por sus siglas en inglés) el cual fue el nombre para la generación 3G Europea en el año de 1998. Es aquí donde se crea el grupo 3GPP con el objetivo inicial de asentar las especificaciones de un sistema global de comunicaciones de tercera generación para los sistemas de comunicaciones móviles, posteriormente el objetivo se amplió a establecer las especificaciones que van más allá de la tercera generación. Con esto, los estándares del 3GPP se estructuran en forma de versiones o “releases” que salen a la luz cuando ya se ha cumplido un proceso de estandarización.

II.2 Release 99 y 4

La tercera generación de la telefonía celular apareció con el release 99 (Rel-99) del grupo 3GPP. Esta especificación estableció principalmente, un nuevo sistema de acceso basado en la tecnología WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) y soportado por un subsistema denominado RNS (Radio Network Subsystem). La velocidad de transferencia de datos en este release es de 384 kbps en un ancho de banda de 5 MHz . El rápido crecimiento de UMTS llevó al surgimiento del siguiente release en marzo de 2001. A éste se le llamó Rel-4. La principal característica del Rel-4 radica en la introducción de servicios multimedia, además de la separación entre conexiones de control y de servicios.

II.3 Release 5

Entre marzo y junio de 2002 salió a la luz el release 5. Esta evolución introduce un concepto muy importante en la interfaz radio conocido como HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access). Con HSDPA se reduce la latencia y aumenta considerablemente la tasa de transmisión (teóricamente proporciona tasas de bit de hasta 14 *Mbps* en el enlace descendente). HSDPA se basa en la utilización de un esquema de modulación (modulación de 16 *QAM* en el enlace de bajada y *QPSK* en el de subida) y codificación adaptativo (AMC, Adaptive Modulation and Coding), la reserva rápida de recursos de radio en el enlace descendente y técnicas de ARQ⁴ Híbrido Rápido (HARQ).

II.4 Release 6

La especificación 3GPP Rel-6 concluyó entre junio y diciembre de 2003. En este release se introducen nuevas funcionalidades como el acceso a redes WLAN. Introduce la tecnología MBMS (Multimedia Broadcast and Multicast Service), una evolución de los servicios de difusión de las redes GSM, que permite la distribución de información tipo multicast o de difusión. A diferencia de las soluciones de difusión anteriores, MBMS permite la distribución más precisa de los mensajes (a partir de mensajes multicast) y la capacidad de hacer difusión de contenido multimedia. Comercialmente a este release se le conoce como HSUPA (High Speed Uplink Packet Access) y es el complemento natural de HSDPA (Rel-5). Los objetivos esenciales de HSUPA son: mejorar la tasa de transmisión en el enlace ascendente con tasas de 5.76 *Mbps* (a este mejora en el enlace ascendente se conoció como EUL, Enhanced Uplink) y disminuir la latencia. En

⁴Son protocolos utilizados para el control de errores en la transmisión de datos, garantizando la integridad de los mismos. Se basa en el reenvío de los paquetes de información que se detecten como erróneos.

este escenario, ya con HSDPA y HSUPA implementados, la red celular puede prestar servicios bidireccionales de alta velocidad. Comercialmente, a la unión del Rel-5 y Rel-6 se le denomina como HSPA (High Speed Packet Access).

Hasta aquí se han descrito las características más importantes de la evolución de los releases 5 y 6, en la Figura 3 se muestra un esquema resumido sobre las velocidades tanto en el enlace ascendente como en el descendente de dichas tecnologías.

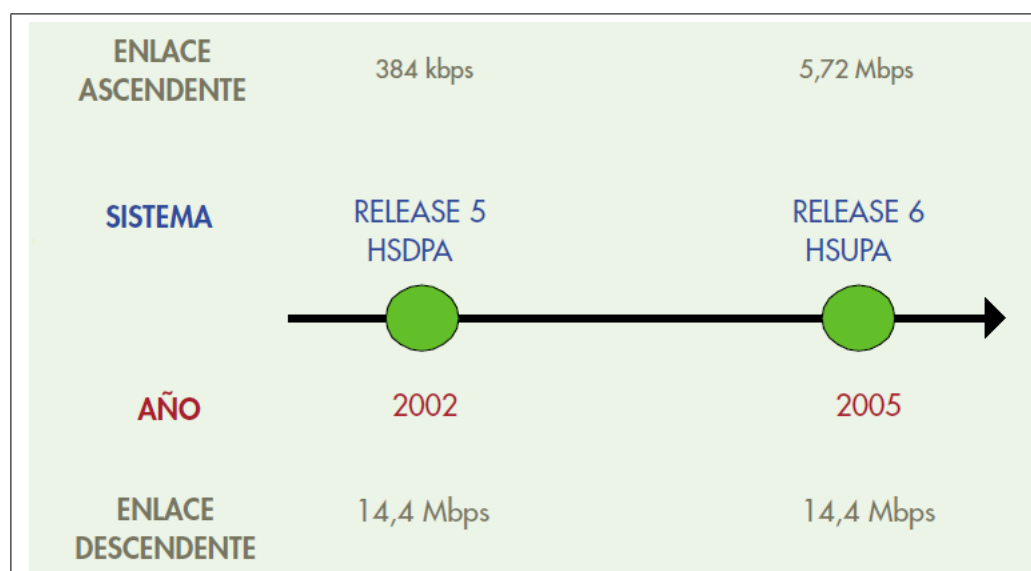


Figura 3. Orden de magnitud del incremento de las velocidades de los releases 5 y 6. Modificada de López (2009).

II.5 Release 7

Podría decirse que con la llegada del release 7 en el año 2009 se marca una nueva era en los sistemas celulares, conocido como HSPA+ (HSPA plus). Este release introduce el concepto de MIMO⁵ y esquemas de modulación de hasta 64 QAM (HOM, por las

⁵Del inglés “Multiple-input Multiple-output”, MIMO aprovecha fenómenos físicos como la propagación multicamino para incrementar la tasa de transmisión y reducir la tasa de error, de esta forma MIMO aumenta la eficiencia espectral de un sistema de comunicación inalámbrica por medio de la utilización del dominio espacial.

siglas en inglés de “High Order Modulation”), con lo que se incrementó la tasa de transferencia a 11 *Mbps* en el ascendente y 28 *Mbps* en en enlace descendente con esquemas MIMO 2×2 .

II.6 Release 8

El release 8 (también llamado LTE por las siglas del inglés “Long Term Evolution”) también marca considerablemente el espacio evolutivo respecto a las tecnologías anteriores. El cambio más relevante es la evolución de la arquitectura de red hacia el sistema evolucionado de paquetes (EPS, Evolved Packet System). Este sistema evolucionado se compone de dos grupos de especificaciones: un grupo dedicado a la evolución de la interfaz de radio denominado E-UTRAN y otro dedicado a la evolución de la arquitectura de Core, denominado SAE por sus siglas en inglés (System Architecture Evolution). La Figura 4 ilustra el esquema de la arquitectura del release 8.

En esta arquitectura se eliminan nodos intermedios como el RNC y los nodos B se transforman en nodos B mejorados denominados eNode B o eNB (muchas de las funciones de la RNC se trasladan al Nodo B). En esta arquitectura hay interfaces entre los eNBs (interfaz X2) y cada eNB se conecta con el Core Evolucionado de Paquetes (EPC, Evolved Packet Core) por medio de la interfaz S1. Aunque ahora las estaciones base son conocidas como eNB, en esta tesis las seguiremos llamando estaciones base, aunque en ocasiones puede aparecer eNB, como por ejemplo en figuras.

En el Rel-8 se introducen los nodos B para el hogar llamados Home NodeB, femto Access Point o femto celda. Éstos son básicamente nodos B muy pequeños que se diseñan específicamente para cobertura en interiores como para usuarios residenciales u oficinas y proporcionan todos los servicios del acceso 3G. Respecto a la interfaz de acceso

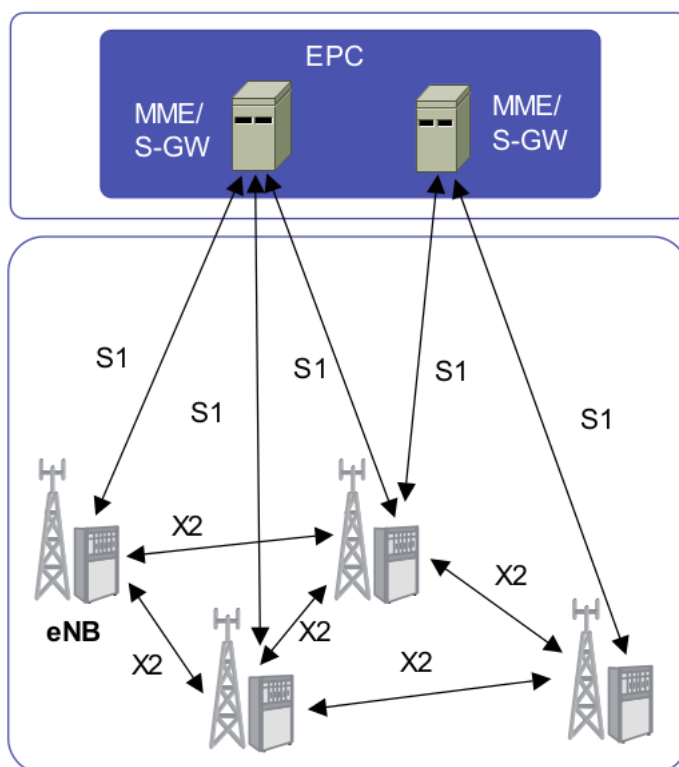


Figura 4. Arquitectura de red release 8. Adaptada de Comes *et al.* (2010)

radio, se introduce OFDMA (por las siglas del inglés “Orthogonal Frequency Division Multiple Access”) en el enlace descendente, así como SC-FDMA (por las siglas en inglés de “Single Carrier Frequency Division Multiple Access”) en el enlace ascendente. Adicionalmente, en la interfaz aérea se introduce el soporte de HSPA+ multiportadora⁶ (2 portadoras), para duplicar la tasa de bit.

En LTE se introduce el concepto de bloques recursos (RB, del inglés Resource Block), en donde un RB es el mínimo elemento de información que puede ser asignado por la estación base a un terminal móvil. Esta tecnología se establece sobre varios anchos de banda o canales en donde cada canal contiene determinados RB’s, la Tabla I muestra los RB’s por canal.

⁶Tecnología conocida también como Dual-Carrier o Dual-Cell (DC-HSPA+), logra tasas de hasta 42 *Mbps* usando modulación 64 *QAM* y portadoras duales adyacentes.

Tabla I. Número de RB por canal de LTE.

Canalización [MHz]	1.4	3	5	10	15	20
Número de RB's	6	15	25	50	75	100

Las tasas de datos en el sistema LTE se incrementan en gran medida alcanzando hasta 326.4 *Mbps* en el enlace descendiente, esto lo logra empleando esquemas MIMO 4×4 en conjunto con modulación 64 *QAM*. En el enlace ascendente la máxima tasa de transferencia es de 86.4 *Mbps*.

II.7 Release 9

El release 9 plantea principalmente la migración de los servicios tradicionales al EPS, así como llamadas de emergencia, sistema de alertas móvil comercial (CMAS, Commercial Mobile Alert System) y servicios de localización de usuario sobre EPS. Se consolidan los conceptos de femtocelda (se mejoran los aspectos relacionados con seguridad, se plantean los CSG⁷ y se amplía el rango de servicios) y SON (se amplía el rango de operaciones automáticas). Adicionalmente, se incrementan las tasas de datos de la interfaz aérea por medio de la introducción de HSPA multiportadora con MIMO y la consolidación de LTE (principalmente, la posibilidad de utilizar anchos de banda mayores).

II.8 Release 10 y más allá

Hasta esta parte del capítulo, los releases descritos forman parte de la principal recomendación de la ITU cuyo nombre es ITU-R M.1457 o IMT-2000 (IMT, Telecomu-

⁷Grupo Cerrado de Subscriptores (CSG, Closed Subscriber Group) es un término usado en 3GPP para describir a un conjunto limitado de usuarios con conectividad y acceso a una femtocelda.

nicaciones Móviles Internacionales), el cual hace referencia a los sistemas de tercera generación (3G) (Kumar *et al.*, 2009). Como una de las principales actividades de la UTU-R es trabajar en sistemas más allá de IMT-2000, tras una intensa semana en la Asamblea de Radiocomunicaciones (AR-07) en Ginebra, se llegó a un consenso para ampliar la familia de interfaces radioeléctricas 3G de las IMT-2000 con tecnología OFDMA y establecer las IMT-Avanzadas como el nombre para sistemas posteriores a las IMT-2000. Las Telecomunicaciones Móviles Internacionales Avanzadas son sistemas móviles dotados de nuevas capacidades que superan las ofrecidas en las IMT-2000. La Figura 5 muestra el proceso evolutivo de los releases del grupo 3GPP desde el primer release hasta el release 10.

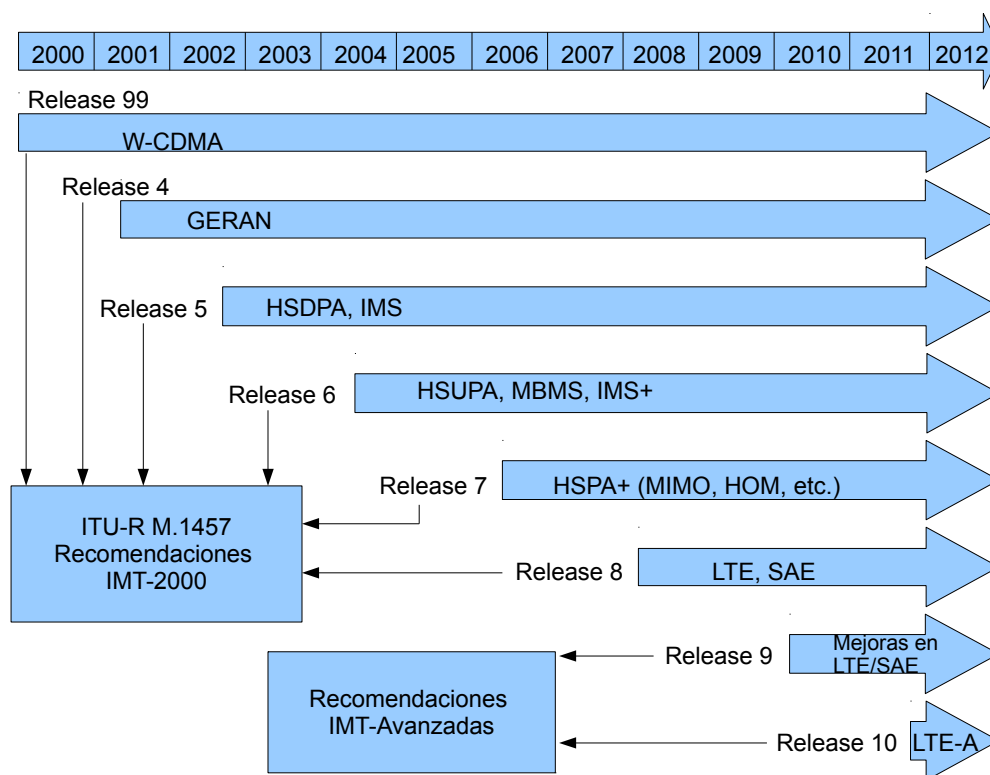


Figura 5. Releases del grupo 3GPP.

Los sistemas de IMT-Avanzadas (o simplemente IMT-A) admiten aplicaciones de

baja y alta movilidad y una amplia gama de velocidades de datos, de conformidad con las demandas de los usuarios y de servicios en numerosos entornos de usuario. Las IMT-Avanzadas también tienen capacidades destinadas a aplicaciones multimedios de elevada calidad en una amplia gama de servicios y plataformas.

El proceso para definir las IMT-A fue establecido por la ITU-R WP5D. La ITU-R primero concluyó estudios de las IMT-A de servicios y tecnologías, previsiones de mercado, principios para la estandarización, estimación del espectro necesario y la identificación de las posibles bandas de frecuencias a utilizar. Entonces se acordaron los criterios de evaluación en donde las tecnologías propuestas fueron evaluadas de acuerdo a un conjunto de requerimientos técnicos mínimos. Una evolución de LTE desarrollado por el 3GPP fue presentado como candidato a la ITU-R para su evaluación llamado LTE-Advanced (Rel-10 y más allá). La ITU-R determinó en octubre de 2010 que dos tecnologías serían incluidas en la primera especificación de las IMT-Avanzadas, estas dos tecnologías son LTE-Advanced y WirelessMAN-Advanced basada en la especificación de la IEEE 802.16m. Las dos son vistas como una familia de las tecnologías de IMT-Avanzadas (Dahlman *et al.*, 2011).

Los requerimientos de la ITU para los sistemas IMT-Avanzados incluyen los siguientes puntos.

- Un alto grado de funcionalidad común en todo el mundo, manteniendo la flexibilidad necesaria para soportar una amplia gama de servicios locales y aplicaciones a un costo eficiente.
- Compatibilidad con las tecnologías IMT-2000 y con redes fijas.
- Capacidad de interconexión con otros sistemas radio.

- Alta calidad de los servicios móviles.
- La terminal de usuario deberá ser adecuado para su uso en todo el mundo.
- Capacidad de roaming⁸ mundial.
- Tasas de datos pico mejoradas para soportar servicios y aplicaciones móviles avanzados (en el enlace de bajada, 100 *Mbps* para alta movilidad y 1 *Gbps* para baja movilidad).

Para lograr los requerimientos LTE-Advanced introdujo una serie de tecnologías sumamente eficientes. Entre ellas se encuentra agregación de portadora (CA, Carrier Aggregation), MIMO mejorado, retransmisores (Relaying) y redes heterogéneas.

La agregación de portadora permite la expansión del ancho de banda efectivo entregado a un terminal de usuario, mediante la utilización simultánea de los recursos de radio a través de múltiples componentes portadoras; es decir, múltiples componentes portadoras se agregan para formar un ancho de banda mayor. En un escenario típico LTE-A se podrán soportar los siguientes puntos de CA:

- Las transmisiones pueden establecerse con anchos de banda por encima de 100 *MHz*.
- Una terminal puede simultáneamente recibir una o múltiples componentes portadoras dependiendo de sus capacidades.
- Posibilidad de agregar un número diferente de componentes portadoras de posibles diferentes anchos de banda en el enlace de subida y en el de bajada.
- En un ambiente típico TDD⁹, el número de componentes portadoras y el ancho

⁸Es la capacidad de ofrecer servicios fuera del nodo en cual se está registrado (nodo ancla).

⁹Del inglés Time Division Duplex (duplexado por división de tiempo).

de banda de cada componente portadora en el enlace de subida y en el enlace de bajada debe ser el mismo.

La Figura 6 muestra el concepto de agregación de portadora.

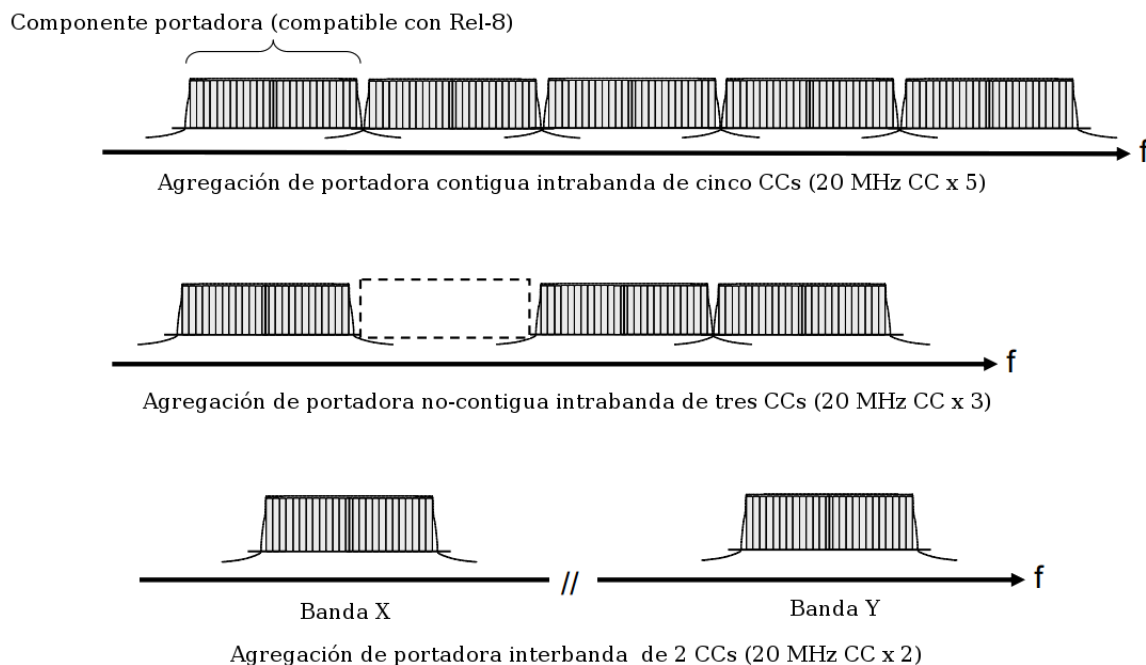


Figura 6. Agregación de portadora en los casos intrabanda contigua, intrabanda no-contigua e interbanda (CC: Component Carrier). Modificada de "LTE-Advanced (3GPP Release 10 and beyond) RF aspects", 3GPP 2009 Workshop for Evaluation Dec 17-18, 2009 Mobile World Congress, Barcelona, 19th February 2009.

El concepto de MIMO mejorado es concebido como un esquema adaptativo multimodo donde la demanda de altas tasas de datos y cobertura amplia se satisface mediante la selección de un esquema apropiado MIMO. Se definen tres modos de operación MIMO en LTE-A:

Single-User MIMO (SU-MIMO). Se seleccionan técnicas de diversidad en la transmisión y multiplexado espacial en combinación con beamforming¹⁰. Con SU-MIMO

¹⁰Es la técnica de procesamiento de señales utilizada para controlar la direccionalidad de la recepción o transmisión de una señal en una agrupación de antenas.

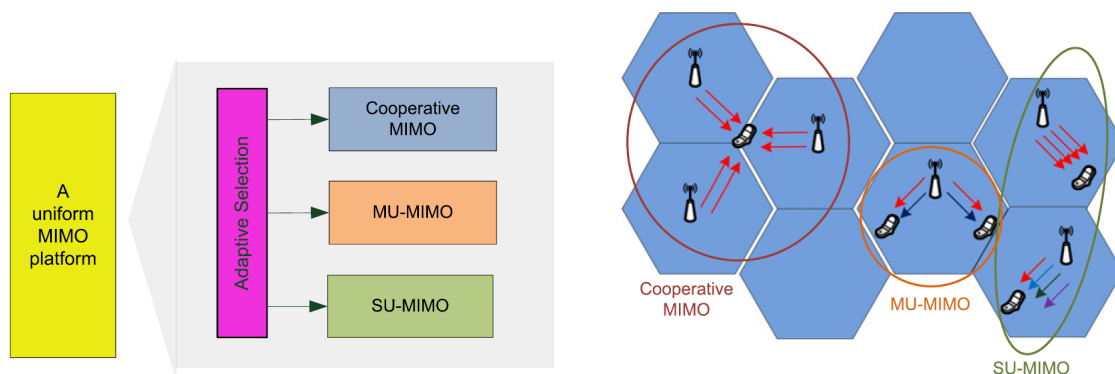
se mejoran las prestaciones del enlace entre la estación de base y un móvil, habilitando para ello varios caminos paralelos desacoplados entre ambos. Esta característica en conjunto con MIMO de alto orden (gran número de antenas, 8 en LTE-A) hacen posible un incremento substancial en la tasa de datos pico (Akyildiz *et al.*, 2010).

Multi-User MIMO (MU-MIMO). Con MU-MIMO lo que se pretende es que hasta Kr móviles distintos puedan compartir la misma banda de frecuencias. Se pretende con ello explotar una posible ortogonalidad o desacoplo espacial entre los flujos de datos que se transportan entre la base y cada uno de los distintos Kr móviles. En la medida que ello sea factible, lo que se consigue es ya no una mejora de velocidad de transmisión por unidad de banda en el enlace Base-Móvil, sino una mejor eficiencia en la suma de las velocidades de transmisión por unidad de banda en el conjunto de la celda (Comes *et al.*, 2010).

Multi-puntos Coordinados (CoMP). Esta técnica habilita la coordinación en la transmisión y recepción de señales entre distintas estaciones base, lo cual ayuda a reducir la interferencia inter-celda (Akyildiz *et al.*, 2010). En esta técnica se enfoca el presente trabajo, por lo que se describirá con mayor detalle más adelante.

La Figura 7 muestra el concepto de MIMO mejorado en para los sistemas celulares de cuarta generación.

El uso de retransmisores o relaying consiste en desplegar nodos retransmisores de tal forma que se reduzca la distancia entre el terminal de usuario y la estación base permitiendo altas tasas de datos. El despliegue de retransmisores en el borde de la celda ayuda a incrementar la cobertura y capacidad. Con el uso de retransmisores se proporciona cobertura en ambientes con alto grado de desvanecimiento por sombreado



(a) Esquema general de MIMO adaptativo (b) Principales modos MIMO en LTE-A
 Figura 7. MIMO mejorado en LTE-Advanced. Adaptado de Akyildiz *et al.* (2010).

(shadowing fading), se reduce el costo del despliegue de las redes celulares, prolonga la vida de la batería de los UE's, entre otros beneficios (Parikh y Basu, 2011). La arquitectura básica de relaying se muestra en la Figura 8:

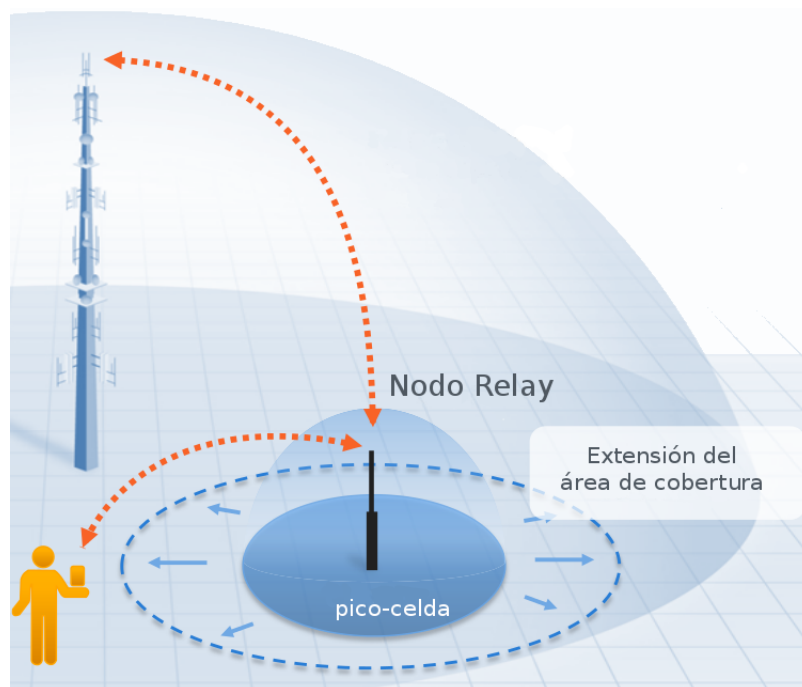


Figura 8. Funcionamiento del nodo relay en LTE-Advanced. Modificada de "LTE Advanced," QUALCOMM, Febrero, 2012.

Por último, las Redes heterogéneas (HetNets) constituyen un medio interesante para expandir la capacidad de la red móvil. Una red heterogénea (HetNet) comúnmente

está formada por múltiples tecnologías de acceso de radio, arquitecturas, soluciones de transmisión y estaciones base de diversas potencias de transmisión.

Como se había mencionado anteriormente, el presente trabajo se enfoca en el uso de multipuntos coordinados (CoMP) como herramienta para incrementar la tasa de transferencia de datos para usuarios que se encuentran en los borde de la celda, es por ello que en el siguiente capítulo se describe más a detalle este tópico así como la modelación matemática requerida para lograr dicho objetivo.

Capítulo III

Modelo matemático del sistema celular coordinado

En este capítulo se describe el modelo matemático general del sistema de comunicaciones móviles celulares que se emplea en esta tesis, para ello en la primera parte se desarrolla el concepto de estaciones base coordinadas, los tipos de coordinación planteados y sus principales características. Posteriormente se describe el modelo matemático del sistema celular coordinado, dando lugar a métodos de obtención de pesos del conformador de haz para cada estación base, los cuales son necesarios para alcanzar los objetivos planteados.

III.1 Estaciones base coordinadas para sistemas de comunicaciones móviles celulares de cuarta generación

En este apartado se describe la técnica de transmisión y recepción con multipuntos coordinados (CoMP) la cual es considerada por LTE-Advanced como una herramienta para mejorar la cobertura a altas tasas de datos, la capacidad en el borde de la celda y por lo tanto también del sistema. En CoMP existen diversas configuraciones y métodos de transmisión, por lo que se destacarán las ventajas y desventajas de cada configuración.

III.1.1 Arquitectura centralizada

En una arquitectura centralizada, se requiere de una unidad central la cual tiene como objetivo reunir la información del canal de todos los usuarios que se encuentran en el área de coordinación. Esta entidad está también encargada de desempeñar el despacho de los servicios (scheduling) y el procesamiento de señal tal como la precodificación. Por otro lado, se requiere que las estaciones base coordinadas estén estrechamente sincronizadas y que los datos de los usuarios se encuentren disponibles en todos los nodos colaborativos (Akyildiz *et al.*, 2010). La Figura 9 muestra la arquitectura centralizada.

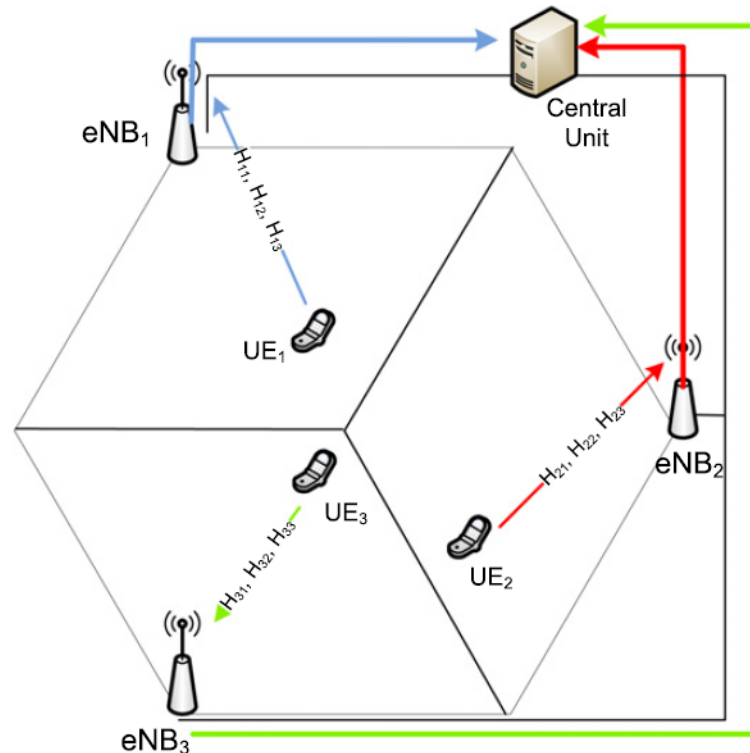


Figura 9. Estaciones base coordinadas con arquitectura centralizada. Adaptada de Akyildiz *et al.* (2010).

En la arquitectura centralizada cada usuario estima el indicador de calidad de canal (CQI¹ para cada estación base vecina y la envía a su estación base ancla (por ejemplo

¹El CQI indica la máxima tasa de datos que el móvil puede manejar con una tasa de error menor

H_{11} , H_{12} , H_{13} para el usuario 1 y la estación base 1). Posteriormente, la información es retroalimentada a una célula, conocida como célula ancla, la cual actúa como servidora del usuario cuando la coordinación se está empleando. Una vez que la información está reunida, cada estación base la envía a la unidad central, la cual está encargada de decidir el despacho y ajustar los parámetros de transmisión. Esta arquitectura permite que los terminales de los usuarios ahorren energía (al comunicarse sólo con su estación base ancla) y por lo tanto también que se genere poca interferencia inter-celda. Además todo el procesamiento se lleva a cabo en una unidad central, lo que permite que el sistema funcione correctamente incluso si un CQI se reporta erróneamente. Debido a que las condiciones del canal cambian rápidamente la comunicación entre las estaciones base y la unidad central (backhaul²) debe ser de alta velocidad además de requerir gran capacidad ya que por estos enlaces se transporta la señalización de coordinación y la información de usuario. La complejidad de estos sistemas se incrementa al aumentar la red celular.

III.1.2 Arquitectura distribuida

En una arquitectura distribuida no son necesarias las unidades centrales ya que las estaciones base tienen capacidad de procesamiento. En esta arquitectura se asume que el despachador en las estaciones base es idéntico, y que la información de calidad del canal (CQI) con respecto al conjunto coordinado puede estar disponible para todos los nodos cooperativos; de esta manera las interfaces X2 ya no son necesarias para llevar a cabo la coordinación. Así, esta arquitectura tiene la gran ventaja de minimizar la

o igual a un cierto porcentaje. Este depende principalmente de la relación existente entre la señal recibida y la interferencia más ruido (SINR).

²Esta interfaz es conocida como X2, físicamente puede ser un enlace de fibra óptica, o una conexión multi-salto que involucra diferentes tecnologías de backhaul (como Gigabit Ethernet o enlaces microondas (Irmer *et al.*, 2011)).

infraestructura y los protocolos de señalización así como los costos asociados con estos enlaces, la Figura 10 muestra un esquema de este tipo de arquitectura.

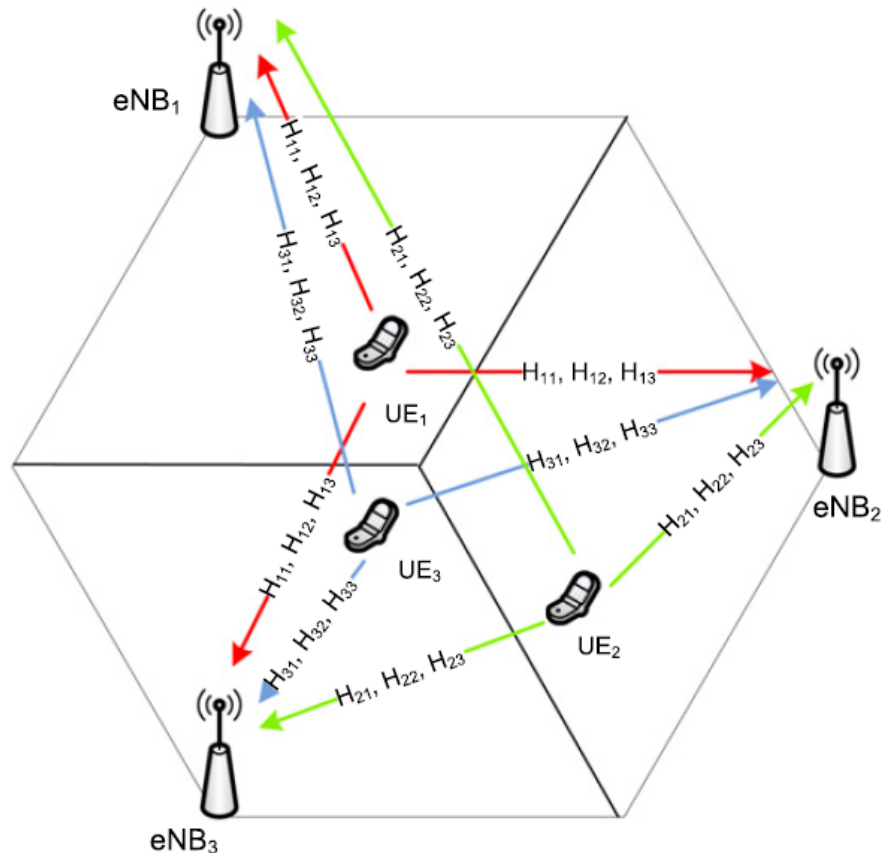


Figura 10. Estaciones base coordinadas con arquitectura distribuida. Adaptada de Akyildiz *et al.* (2010).

En este caso cada usuario estima el CQI de las estaciones base vecinas y transmite la misma información a los nodos vecinos. Debido a que cada estación base recibe la misma información y tienen los mismos algoritmos, entonces las mismas entradas producirán las mismas salidas, por lo tanto no es necesario contar con una unidad central para llevar a cabo la coordinación. Sin embargo, se debe considerar que en el reporte del CQI no se generan errores, de lo contrario el sistema funcionaría de manera incorrecta. En este caso, los terminales móviles utilizan mucha energía al comunicarse con las estaciones base debido a que se deben enlazar a ellas sin importar el lugar en

el que se encuentren, por este motivo también se genera en gran medida interferencia inter-celda.

III.1.3 Otros tipos de arquitecturas

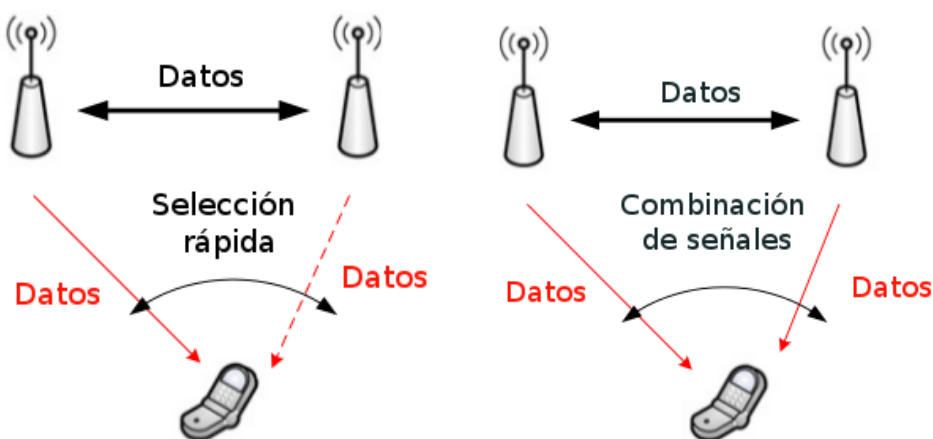
Pueden existir otros tipos de arquitecturas (mixtas), por ejemplo aquella en la cual una parte de la información recibida de los usuarios es transmitida a la unidad central, mientras la otra parte es procesada de manera distribuida. Por ejemplo en Song *et al.* (2007) se describe un esquema con un despachador centralizado pero la precodificación se realiza localmente en cada estación base. Por lo tanto la cantidad de información intercambiada entre los nodos colaborativos es reducida en comparación con la arquitectura centralizada (Bengtsson *et al.*, 2009).

III.2 Esquemas de transmisión CoMP

Para el enlace descendente en CoMP se contemplan dos enfoques llamados procesamiento conjunto (JP, por sus siglas en inglés) y el scheduling/beamforming (CS/CB).

En JP, las señales destinadas a un usuario en particular son simultáneamente transmitidas desde múltiples estaciones base vecinas, con el objetivo de mejorar la calidad de la señal recibida y cancelar interferencia. En JP se consideran dos métodos de transmisión: transmisión conjunta y selección dinámica de celda. Aunque en realidad los datos son transmitidos desde varios sitios, el primer esquema transmite simultáneamente, mientras que el segundo utiliza una selección rápida de celda y sólo una de ellas transmite datos en un tiempo. La Figura 11 muestra las dos variantes de JP.

En ambos casos los datos del usuario deben ser compartidos entre las estaciones



(a) Selección dinámica de celda

(b) Transmisión conjunta

Figura 11. Técnicas de transmisión CoMP con procesamiento conjunto (JP). Adaptada de Akyildiz *et al.* (2010).

base (Akyildiz *et al.*, 2010). Este par de avanzadas técnicas están enfocadas a mejorar la capacidad para aquellos usuarios que se encuentren en los bordes de la celda, aunque la complejidad es un poco mayor en el esquema de transmisión conjunta. Por el otro lado, con CS/CB el despachador y beamforming de las estaciones base vecinas son dinámicamente coordinados, con el objetivo de controlar o reducir la interferencia entre las distintas transmisiones (Je *et al.*, 2011), las cuales sólo son llevadas a cabo desde un punto en un tiempo. Este punto debe establecerse del conjunto de estaciones base que están sirviendo al mismo terminal de usuario. La conmutación puede ser producida en cada subtrama de tal forma que sea transparente para el UE. La gestión de los recursos asociados con el despachador y canales comunes son siempre tareas llevadas a cabo por la estación base servidora o ancla, además el hecho de que sólo es una estación base implica que no es necesario establecer una rigurosa sincronización de la fase de la señal transmitida al terminal de usuario. En la Figura 12 se muestran los esquemas de transmisión CoMP.

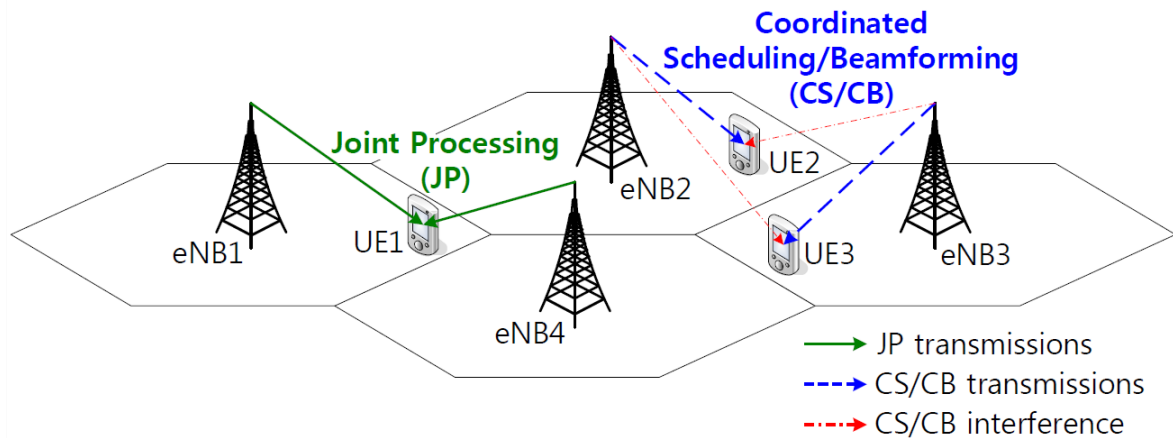


Figura 12. Esquemas de transmisión CoMP (JP y CS/CB) en LTE-Advanced. Adatada de Je *et al.* (2011).

III.3 Modelo matemático del sistema celular

En este apartado se describe el modelo matemático para llevar a cabo la coordinación entre estaciones base, sin embargo es necesario establecer el tipo de arquitectura sobre la que se trabaja en este proyecto.

En un principio, se puede asumir que todas las estaciones base pueden compartir la información de calidad de canal de los usuarios (CQI), lo cual habilita la transmisión coordinada y se puede manejar la interferencia como en un sistema unicelular con restricción de potencia total o por antena. Desafortunadamente, la demanda de capacidad de la red troncal y la carga computacional crece rápidamente conforme el número de celdas se incrementa, lo cual hace este tipo de sistemas no adecuados, tal es el caso del sistema centralizado descrito anteriormente. Por lo tanto, el sistema aquí descrito corresponde a un sistema de tipo distribuido, el cual reduce el flujo de información en la red troncal y la complejidad, es decir, cuando se habilita la cooperación entre estaciones base, éstas comparten los símbolos de datos, pero a diferencia del esquema de la sección III.1.2, se asume en este trabajo de tesis que los terminales de usuario reportan el CQI de manera local. El esquema de transmisión cuando existe cooperación entre estaciones

base corresponde al tipo de transmisión conjunta (JP) con combinación de señal (por ser más simple de simular), ya que JP obtiene ganancia en el caudal eficaz mientras que CS/CB, sólo se enfoca en reducir la interferencia inter-celda mediante la coordinación de las estaciones base, lo que implica el uso de conexiones directas entre estaciones base para intercambiar información proveniente del despachador y del conformador de haz (característica que se encuentra inconveniente para la arquitectura distribuida).

El sistema celular que se plantea en esta tesis corresponde a la cuarta generación de sistemas de comunicaciones móviles celulares y está enfocado en el enlace de bajada, es decir, la transmisión de la estación base hacia el equipo terminal. Para ello consideraremos un total de K_t estaciones base y K_r terminales de usuario. Las estaciones base serán denotadas como BS_j mientras que los usuarios como MS_k donde $j \in \mathcal{J} = \{1, \dots, K_t\}$ y $k \in \mathcal{K} = \{1, \dots, K_r\}$ respectivamente.

Las estaciones base sirven a distintos conjuntos de receptores y tienen un total de N_j antenas ³, los terminales de usuario sólo cuentan con una antena. Las BS_j deben controlar la interferencia causada a los usuarios que se ubican en el conjunto $\mathcal{C}_j \subseteq \mathcal{K}$, y debe servir con datos a los usuarios que se ubican en el subconjunto $\mathcal{D}_j \subseteq \mathcal{C}_j$. Los conjuntos \mathcal{C}_j y \mathcal{D}_j se muestran en la Figura 13.

El canal entre las BS_j y los MS_k se denotará como $\mathbf{h}_{j,k} \in \mathbb{C}^{N_j}$ y se asume que cada BS_j conoce el vector de canal $\mathbf{h}_{j,k}$ y la potencia de ruido σ_k^2 , para $k = 1, \dots, K_r$. El canal combinado para un MS_k será por lo tanto $\mathbf{h}_k = [\mathbf{h}_{1,k}^T, \dots, \mathbf{h}_{K_t,k}^T]^T$ y la señal recibida por el usuario k se define como:

³En este modelo la cantidad de antenas de cada estación base puede ser distinta para cada una, sin embargo por cuestiones de simplicidad en esta tesis las estaciones base cuentan con el mismo número de antenas.

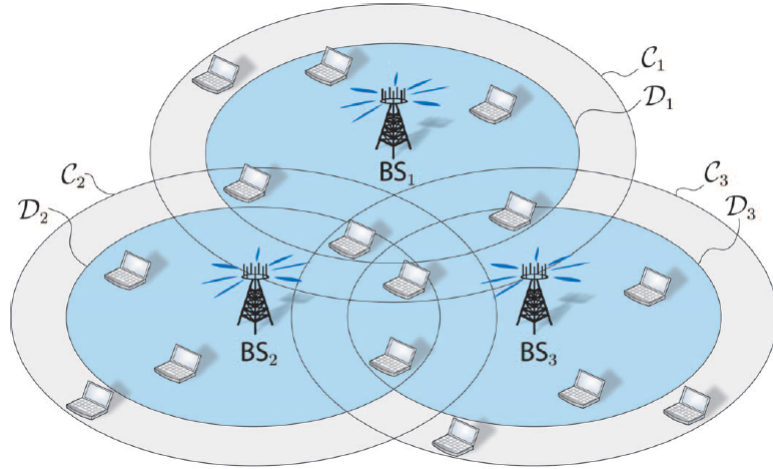


Figura 13. Representación esquemática del modelo general del sistema celular. Adaptada de Björnson *et al.* (2011).

$$y_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{C}_k \sum_{\bar{k}=1}^{K_r} \mathbf{D}_{\bar{k}} \mathbf{s}_{\bar{k}} + n_k \quad (1)$$

donde \mathbf{D}_k corresponde a las estaciones base que transmiten la señal $\mathbf{s}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ al MS_k con $N = \sum_{j=1}^{K_t} N_j$. La matriz $\mathbf{D}_k \in \mathbb{C}^{N \times N}$ corresponde a una matriz formada con N_1, \dots, N_{K_t} bloques diagonales. Estos están definidos como $\mathbf{D}_k = \sum_{j=1}^{K_t} \mathbf{D}_{j,k}$, donde $\mathbf{D}_{j,k}$ es cero excepto en el j -ésimo bloque es cual es una matriz \mathbf{I}_{N_j} si $k \in \mathcal{D}_j$ ó $\mathbf{0}_{N_j}$ si $k \notin \mathcal{D}_j$. La siguiente ecuación define lo que se ha explicado anteriormente:

$$\mathbf{D}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{1,k} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{D}_{K_t,k} \end{bmatrix} \quad \text{donde} \quad \mathbf{D}_{j,k} = \begin{cases} \mathbf{I}_{N_j}, & \text{si } k \in \mathcal{D}_j \\ \mathbf{0}_{N_j}, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (2)$$

De forma similar, $\mathbf{C}_k \in \mathbb{C}^{N \times N}$ corresponde a la señal que transmiten las estaciones base con $k \in \mathcal{C}_j$. Formalmente, \mathbf{C}_k es una matriz de bloques diagonal en donde el j -ésimo bloque es \mathbf{I}_{N_j} si $k \in \mathcal{C}_j$ y $\mathbf{0}_{N_j}$ si $k \notin \mathcal{C}_j$. La siguiente ecuación define lo expuesto en este párrafo:

$$\mathbf{C}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{1,k} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{c}_{K_t,k} \end{bmatrix} \quad \text{donde} \quad \mathbf{C}_{j,k} = \begin{cases} \mathbf{I}_{N_j}, & \text{si } k \in \mathcal{C}_j \\ \mathbf{0}_{N_j}, & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (3)$$

Respecto a la potencia de transmisión de las estaciones base cabe destacar que están restringidas por estación y no por antena, y ésta debe ser menor o igual a la potencia máxima de transmisión P_j y está definida por:

$$\sum_{k=1}^{K_r} \text{tr}\{\mathbf{D}_{j,k} \mathbf{S}_k \mathbf{D}_{j,k}^H\} = \sum_{k \in \mathcal{D}_j} \text{tr}\{\mathbf{D}_{j,k} \mathbf{S}_k \mathbf{D}_{j,k}^H\} \leq P_j \quad (4)$$

donde $\mathbf{S}_k = \mathbb{E}\{s_k s_k^H\}$ es la matriz de correlación de la señal.

Una vez definido el escenario de simulación y la estructura general del esquema de coordinación entre estaciones base para lograr incrementar la velocidad de la tasa de transferencia de datos hacia los usuarios, podemos definir dos problemas de optimización de acuerdo a (Björnson *et al.*, 2011), (Björnson *et al.*, 2010a):

Maximizar el desempeño del sistema con funciones de utilidad arbitrarias monótonicas (P1); sin embargo, se establece que este problema es no-convexo⁴, por lo que se plantea un segundo problema; *maximizar el desempeño del sistema con restricciones de calidad individuales (P2)*, el cual es convexo y se resuelve eficientemente usando algoritmos de optimización de propósito general. Los problemas (P1) y (P2) pueden establecer una relación mediante el Lema siguiente:

Lema 1 *Si las tasas óptimas R_k^* de (P1) son usadas como restricciones en (P2), todas*

⁴Sea f una función de x , un problema es convexo si f es cóncava y x convexo para problemas de maximización, o bien f convexa y x convexo para problemas de minimización; un problema es no-convexo si no verifica alguna de las anteriores condiciones.

las soluciones óptimas para (P2) son también óptimas para (P1) (Björnson et al., 2011).

En base al Lema 1 se describen tres propiedades de optimalidad que servirán para dar solución al problema (P2) y por lo tanto también a (P1). Estas propiedades consisten en lo siguiente (Björnson et al., 2011):

Optimalidad de “conformador de haz único” (single-stream beamforming)

Con esta propiedad se establece que las matrices \mathbf{S}_k son de rango uno, y desempeñan mejores soluciones a este tipo de problemas que cuando se trabaja con matrices de rango mayor, debido a que se decrementa el espacio de búsqueda para soluciones óptimas y hace la solución más fácil de implementar.

Condiciones para el uso de energía total Esta condición remueve una dimensión al problema de optimización, pues de antemano se conoce que se transmitirá a la potencia máxima permitida. Además establece que si $|\mathcal{C}_j| \leq N_j$ para un usuario $k \in \mathcal{D}_j$ con $\mathbf{h}_{j,k} \notin \text{span} \left(\bigcup_{\bar{k} \in \mathcal{C}_j \setminus \{k\}} \{\mathbf{h}_{j,\bar{k}}\} \right)$; entonces, existe un vector de conformador enfocado a nullos (Zero-Forcing beamforming) que puede incrementar la ganancia de la señal de MS_k sin causar interferencia a otros terminales en $\mathcal{C}_j \setminus \{k\}$.

Parametrización de estrategias óptimas de precodificación Esta propiedad habilita el uso del principio de dualidad virtual en enlaces ascendente y descendente (uplink-downlink) como herramienta para elaborar algoritmos de baja complejidad como solución al problema (P2). En el capítulo siguiente se desarrolla un método de precodificación basado en este principio.

En ambos casos (P1 y P2) se asume que el sistema trabaja bajo la detección de un

solo usuario (SUD, single user detection)⁵. Bajo SUD, se puede definir la manera para calcular la potencia de la señal recibida por los terminales, la siguiente expresión define este concepto:

$$P_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{D}_k \mathbf{S}_k \mathbf{D}_k^H \mathbf{h}_k \quad (5)$$

de la misma forma, la interferencia generada hacia el usuario k -ésimo se puede definir como:

$$Int_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{C}_k \left(\sum_{\bar{k} \in \mathcal{I}_k} \mathbf{D}_{\bar{k}} \mathbf{S}_{\bar{k}} \mathbf{D}_{\bar{k}}^H \right) \mathbf{C}_k^H \mathbf{h}_k \quad (6)$$

en donde el conjunto de los terminales \mathcal{I}_k se define como (ec. 7):

$$\mathcal{I}_k = \bigcup_{\{j \in \mathcal{J}; k \in \mathcal{C}_j\}} \mathcal{D}_j \setminus \{k\} \quad (7)$$

Por lo tanto, la tasa de transferencia de datos para cada usuario $R_k(\mathbf{S}_1, \dots, \mathbf{S}_{K_r}, \sigma_k^2)$ estará definida por la ecuación 8:

$$R_k = \log_2(1 + SINR_k) \quad (8)$$

en donde

$$SINR_k = \frac{P_k}{\sigma_k^2 + Int_k} = \frac{\mathbf{h}_k^H \mathbf{D}_k \mathbf{S}_k \mathbf{D}_k^H \mathbf{h}_k}{\sigma_k^2 + \mathbf{h}_k^H \mathbf{C}_k \left(\sum_{\bar{k} \in \mathcal{I}_k} \mathbf{D}_{\bar{k}} \mathbf{S}_{\bar{k}} \mathbf{D}_{\bar{k}}^H \right) \mathbf{C}_k^H \mathbf{h}_k}$$

⁵Esto significa que los receptores tratan a la interferencia co-terminal como ruido, es decir, no intentan decodificar ni sustraer interferencia.

III.4 Capacidad de canal del sistema

Para definir una medida de la eficacia con la cual un canal transmite información y para determinar su límite superior, Shannon introdujo el concepto de “capacidad de un canal”, que comúnmente se representa con la letra C .

El Teorema Fundamental de Shannon establece que si la velocidad de información V_i de la fuente es igual o menor que la capacidad C del canal, entonces existe una técnica de codificación que permite la transmisión sobre el canal con una frecuencia de errores arbitrariamente pequeña, no obstante la presencia de ruido. Es decir, si

$$0 < V_i \leq C$$

se puede transmitir sin error, pero si $V_i > C$ entonces no es posible transmitir sin error. La capacidad del canal es entonces la máxima velocidad a la cual el canal puede transportar información confiable hasta el destinatario. La capacidad C se expresa en bits por segundo (bps) (Briceño, 2005).

Se debe tener en cuenta existen dos tipos de capacidad, la capacidad de corte (comúnmente conocida como capacidad de outage) y la capacidad ergódica. La primera se refiere a aquella capacidad que es garantizada con un cierto nivel de confiabilidad, (Jankiraman, 2004), mientras que la segunda es la máxima tasa de transmisión libre de errores soportada por el canal utilizando un ancho de banda (Fernández, 2007). En este trabajo de tesis nos interesa conocer el desempeño del sistema en base a su capacidad ergódica.

La descomposición instantánea en valores propios de la matriz de correlación del canal es una herramienta utilizada en la investigación sobre el desempeño de los sistemas MIMO. La distribución de los valores propios de la matriz de correlación del canal revela

información acerca de las propiedades del canal MIMO. El número de valores propios distintos de cero refleja la ganancia de multiplexado espacial que puede ser obtenido sobre un canal dado, los valores propios representan la ganancia en potencia de cada canal espacial. Los valores propios de un sistema MIMO con N_r antenas receptoras y N_t pueden ser obtenidos mediante:

$$\lambda_i = \text{EVD}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H), \quad i = 1, 2, \dots, R(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) \quad (9)$$

donde $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r, N_t}$ es la matriz de canal normalizada, λ_i es el i -ésimo valor propio de la matriz de correlación de canal, $\text{EVD}(\mathbf{A})$ denota los valores propios de la matriz \mathbf{A} y $R(\mathbf{A})$ es el rango de la matriz \mathbf{A} . La capacidad de canal expresada en base al valor de SINR es usualmente usada como una medida de desempeño de los sistemas MIMO. Para sistemas MIMO, la capacidad de canal es la suma de las capacidades soportadas por cada subcanal. Por lo tanto, la capacidad de canal puede ser expresada como:

$$C = \sum_{i=1}^{R(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)} \log \left(1 + \lambda_i \frac{\rho}{N_t} \right) \quad \text{b/s/Hz} \quad (10)$$

donde ρ es la SINR promedio recibida (Abouda *et al.*, 2006).

Lo que se ha establecido en este capítulo, es la base para generar un modelo de un sistema celular coordinado de cuarta generación, así como también es la base para emplear algoritmos sencillos que ayudan a obtener los pesos del conformador de haz de las estaciones base.

En el capítulo siguiente se describen los métodos utilizados para obtener los pesos del conformador de haz para las estaciones base coordinadas, los cuales están basados en las propiedades mencionadas anteriormente. De acuerdo a la segunda propiedad, se desarrolla un algoritmo Zero-Forcing como método para la obtención de pesos para el

conformador de haz de cada estación base. De la tercera propiedad, se desarrolla un algoritmo de obtención de pesos sub-óptimos mediante técnicas de valores y vectores propios; mientras que la primera propiedad sirve de restricción para ambos algoritmos.

Capítulo IV

Mejoras de las prestaciones del sistema celular coordinado mediante la obtención de pesos del conformador de haz

Debido a que los sistemas de comunicaciones móviles celulares de cuarta generación emplearán agrupación de antenas, es necesario establecer ciertas técnicas que ayuden a obtener los pesos del conformador de haz con la finalidad de incrementar la capacidad de canal de cada usuario. En este capítulo se describe el método de Zero Forcing el cual ayuda a obtener dichos pesos de una manera muy sencilla. También se describe otro método llamado SINR distribuido virtual (DVSINR) el cual hace uso de la propiedad de dualidad uplink-downlink del sistema y de técnicas de valores-vectores propios para obtener de una manera relativamente sencilla los pesos del conformador de haz, logrando un incremento en capacidad de canal respecto al método de Zero Forcing.

IV.1 Fundamentos de Zero Forcing Beamforming

Zero Forcing Beamforming (ZFBB) es una técnica de precodificación muy eficaz para suprimir el ISI (Interferencia entre Símbolo) y las interferencias co-canales ocasionadas entre los usuarios, esto se logra el ISI (Interferencia entre Símbolo) y las interferencias co-canales ocasionadas entre los usuarios, esto se logra siempre y cuando el canal de bajada (downlink) sea perfectamente conocido en términos estadísticos. Con el uso de ZFBB se desacopla el canal multiusuario dentro de múltiples subcanales independientes. Su desempeño se ve incrementado cuando se consigue tener altos indicadores de relación

señal ruido (Wiesel *et al.*, 2008).

La precodificación ZFBF está altamente relacionada al concepto de matrices inversas generalizadas en algebra lineal y es muy fácil de entender debido a que ZFBF básicamente invierte el canal multiusuario.

Para comprender el método de precodificación ZFBF consideremos un sistema con canal MISO broadcast¹ multiusuario en donde y_k de la ecuación 11 representa la señal recibida por el k -ésimo usuario. El transmisor cuenta con N_j antenas transmisoras y existe un total de K_r usuarios.

$$y_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{x} + \eta_k, \quad k = 1, \dots, K_r \quad (11)$$

El canal del usuario k es representado por \mathbf{h}_k con longitud N_j , \mathbf{x} es el vector transmitido de longitud N_j y η_k es ruido Gaussiano con media cero y varianza unitaria.

Para simplificar, podemos agrupar el sistema de la ecuación 11 dentro de un sistema matricial dado como 12:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta} \quad (12)$$

donde $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_{K_r}]^T$, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_{K_r}]^H$ y $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \dots, \eta_{K_r}]^T$. Considérese que $K_r < N_j$ y que \mathbf{H} es una matriz de rango completo (full row-rank²).

En ZFBF, el vector transmitido es una transformación lineal de los símbolos de información \mathbf{s} , de acuerdo a 13:

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{s} \quad (13)$$

¹Transmisión de señales desde un nodo emisor a una multitud de terminales receptores de manera simultánea.

²Una matriz es full row-rank cuando todas sus filas son linealmente independientes.

donde \mathbf{W} es la matriz de precodificación de pesos y el vector de información satisface $E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}$. La Figura 14 describe gráficamente el funcionamiento de Zero Forcing, en ésta se puede observar que el vector de información \mathbf{s} es multiplicado por la matriz de pesos complejos \mathbf{W} , y posteriormente la señal es enviada al usuario de interés.

La matriz \mathbf{W} debe estar diseñada para lograr cero interferencias entre los usuarios, por lo tanto se debe cumplir la condición de 14:

$$[\mathbf{HW}]_{k,j} = 0 \quad \text{si } k \neq j \quad (14)$$

o más concretamente:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{[\mathbf{HW}]_{k,k}\} &\geq 0 \\ \operatorname{Im}\{[\mathbf{HW}]_{k,k}\} &= 0 \quad \text{para } k = 1, \dots, K_r \end{aligned}$$

Para obtener la matriz de pesos complejos \mathbf{W} es necesario comprender que una matriz inversa generalizada de una matriz \mathbf{H} de tamaño $K \times N$ es cualquier matriz \mathbf{H}^- de tamaño $N \times K$ tal que $\mathbf{HH}^-\mathbf{H} = \mathbf{H}$. Si \mathbf{H} es cuadrada e invertible, entonces $\mathbf{H}^- = \mathbf{H}^{-1}$. Por otro lado, la matriz inversa generalizada no es única. La matriz pseudo-inversa \mathbf{H}^\dagger es una matriz generalizada específica que satisface $\mathbf{HH}^\dagger\mathbf{H} = \mathbf{H}$, $\mathbf{H}^\dagger\mathbf{HH}^\dagger = \mathbf{H}^\dagger$, $(\mathbf{H}^\dagger\mathbf{H})^H = \mathbf{H}^\dagger\mathbf{H}$ y $(\mathbf{HH}^\dagger)^H = \mathbf{HH}^\dagger$. Esta es única y es conocida por tener la mínima norma de Frobenius entre todas las inversas generalizadas (Wiesel *et al.*, 2008). Debido a que \mathbf{H} es de rango completo, la matriz inversa generalizada es cualquier matriz que satisface la condición $\mathbf{HH}^- = \mathbf{I}$. La pseudo-inversa está dada por $\mathbf{H}^\dagger = \mathbf{H}^H (\mathbf{HH}^H)^{-1}$ y cualquier inversa generalizada puede ser expresada mediante 15:

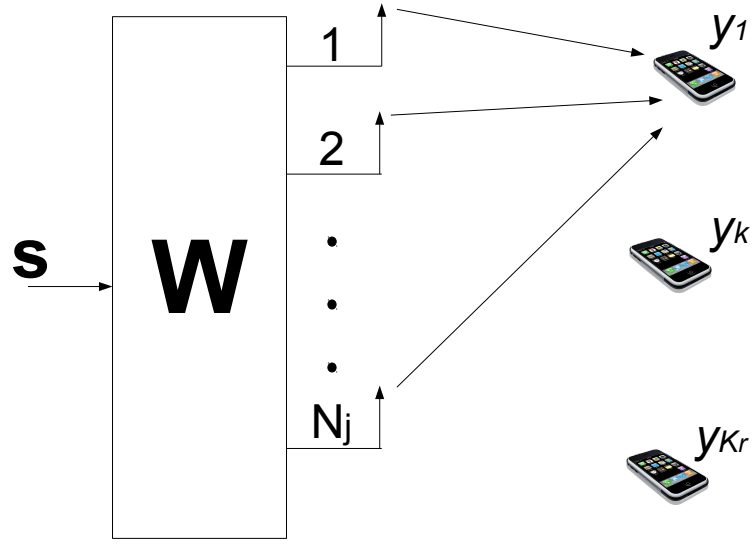


Figura 14. Funcionamiento general de zero-forcing en un transmisor con N_j antenas transmisoras y K_r usuarios.

$$\mathbf{H}^- = \mathbf{H}^\dagger + \mathbf{P}_\perp \mathbf{U} \quad (15)$$

donde $\mathbf{P}_\perp = \mathbf{I} - \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H}$ es la proyección ortogonal sobre el espacio nulo de \mathbf{H} y \mathbf{U} es cualquier matriz arbitraria. De esta forma, considerando la ecuación 14, los pesos asociados al conformador de haz se pueden obtener mediante la expresión 16:

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}^- = [\mathbf{H}^\dagger + \mathbf{P}_\perp \mathbf{U}] \quad (16)$$

Sin embargo de acuerdo a Wiesel *et al.* (2008), \mathbf{U} está asociada con las restricciones de potencia del transmisor³ y se sugiere que cuando se trabaja con restricción de potencia total $\mathbf{U} = \mathbf{0}$, por lo que en esta tesis se hace esa consideración. Por lo tanto, los pesos del conformador de haz se obtienen mediante 17:

³La potencia de un transmisor puede ser por cada elemento de antena o por la agrupación de antenas en su conjunto (restricción de potencia total).

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}^\dagger = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \quad (17)$$

De esta forma se evalúa la eficiencia espectral de un sistema unicelular con una estación base, cuyo número de elementos de antena es de 8 y con 3 usuarios con un elemento de antena por parte de sus terminales.

La Figura 15 muestra el desempeño mejorado que obtiene el sistemas de comunicaciones multiusuario mediante el uso de ZFBF. En ella se puede observar que hasta antes de 30 *dBm* de potencia de transmisión, el desempeño es muy similar si se utiliza ZFBF o no. Sin embargo, si incrementamos la potencia de transmisión el desempeño del sistema que prescinde de ZFBF se ve disminuido debido a las fuertes interferencias que se generan. Por otro lado, la eficiencia espectral mediante el uso de ZFBF se sigue incrementando por la propiedad de cancelación de interferentes de ZFBF.

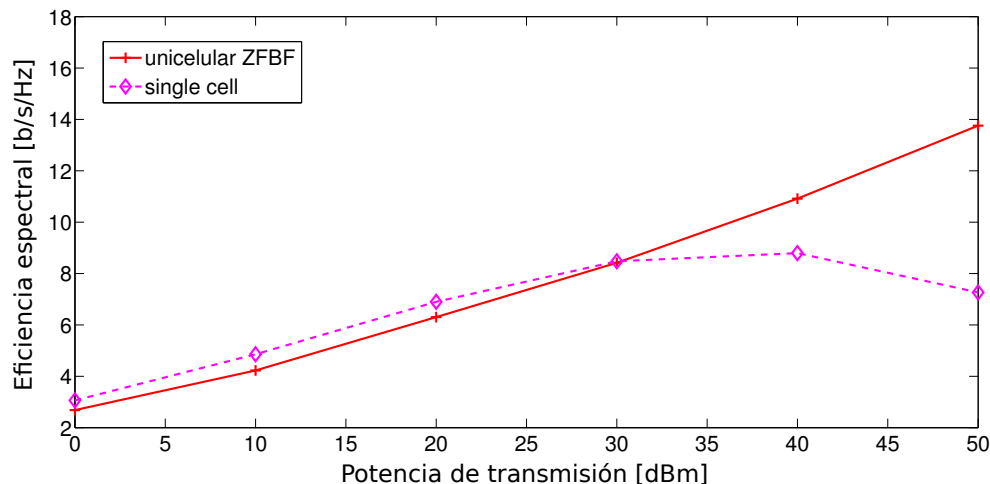


Figura 15. Comparación de la eficiencia espectral usando ZFBF y sin el uso de una técnica de cancelación de interferencias.

Existen otros métodos para obtener los pesos del conformador de haz, uno de ellos es llamado SINR Distribuido Virtual (DVSINR) el cual se describe a continuación.

IV.2 SINR Distribuido Virtual

SINR Distribuido Virtual (de ahora en adelante se le referirá como DVSINR) surge a partir de un problema de optimización, en el cual se desea maximizar el promedio de las tasas de transferencia de datos hacia los usuarios (también conocido como sum-rate). Cada estación base tiene una potencia máxima de transmisión denotada como P_j para la estación base j , por lo que la potencia para el usuario k se denotará como $p_{j,k}$. El número de total de usuarios es K_r . Este problema se expresa matemáticamente en 18:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}_{j,k} \in \mathbb{C}^{N_j}, p_{j,k} \geq 0 \forall j,k} \sum_{k=1}^{K_r} \log_2 (1 + SINR_k) \\ \text{sujeto a : } & \|\mathbf{w}_{j,k}\| = 1, \quad \sum_{k=1}^{K_r} p_{j,k} \leq P_j \quad \forall j, k \end{aligned} \quad (18)$$

Sin embargo, ninguno de los transmisores o receptores tienen suficiente información de calidad del canal (CQI) para calcular el sum-rate, esto a partir del planteamiento de que en esta tesis se trabaja en un sistema distribuido, por lo que el problema de la ecuación 18 no puede ser tratado de manera sencilla. De esta forma se debe crear un algoritmo que calcule los pesos $\mathbf{w}_{j,k}$ del conformador de haz localmente en cada estación base transmisora.

Para cada tupla (R_1, \dots, R_{K_r}) del frente de Pareto los vectores de pesos disponibles en cada estación base satisfacen la expresión 19

$$\mathbf{w}_{j,k} \in \text{span} \left(\left\{ \mathbf{h}_{j,k} \right\} \bigcup_{\bar{k} \neq k} \left\{ \Pi_{\mathbf{h}_{j,\bar{k}}}^\perp \mathbf{h}_{j,k} \right\} \right) \quad (19)$$

además si $\mathbf{h}_{j,k} \notin \text{span} \left(\bigcup_{\bar{k} \neq k} \left\{ \mathbf{h}_{j,\bar{k}} \right\} \right)$ para un usuario k , entonces la condición necesaria

para alcanzar el frente de Pareto es que las estaciones base utilicen toda su potencia, es decir, que se cumpla $\sum_k p_{j,k} = P_j$. Lo anterior implica que los vectores de pesos puedan ser expresados como en 20:

$$\mathbf{w}_{j,k} = \gamma_{j,k}^{(k)} \mathbf{h}_{j,k} + \sum_{\substack{\bar{k}=1 \\ \bar{k} \neq k}}^{K_r} \gamma_{j,k}^{(\bar{k})} \Pi_{\mathbf{h}_{j,k}}^\perp \mathbf{h}_{j,k} \quad \forall j, k \quad (20)$$

para algunos coeficientes $\gamma_{j,k}^{(1)}, \dots, \gamma_{j,k}^{(K_r)} \in \mathbb{C}$ (Björnson *et al.*, 2010b).

Una idea fundamental que aparece tanto en las soluciones del problema de minimización de potencia, como en las de maximización del sum-rate, es la de aprovechar la posible dualidad existente entre el enlace de bajada y el de subida de un mismo sistema. La técnica de dualidad consiste en resolver el problema que se ha planteado para un enlace de bajada, mediante un problema de enlace de subida dual, siempre que el problema a resolver admita esta posibilidad. Esto debido a que las técnicas de beamforming son mucho más sencillas de implementar en enlaces de subida que en enlaces de bajada; mientras que en el enlace de subida el beamformer procesa todas las señales recibidas para poder obtener la señal de un usuario concreto con la mejor calidad posible, en el enlace de bajada, la señal transmitida desde la estación base afecta al usuario deseado y a todos los usuarios pertenecientes a la misma celda y a sus adyacentes (Mascarell, 2008).

Para emplear la técnica de dualidad debe existir reciprocidad del canal entre el enlace de bajada y el de subida, ambos canales descritos por las mismas matrices de covarianza de la ecuación 21,

$$\mathbf{R}_k = \varepsilon \{ \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \}, \quad 1 \leq k \leq K_r \quad (21)$$

Este enfoque es válido para sistemas TDD, debido a que usan la misma frecuencia portadora tanto para el enlace de subida como para el de bajada, es decir, el canal es recíproco. Para sistemas FDD⁴ el espacio en frecuencia que existe entre la portadora del enlace ascendente y el descendente puede exceder el ancho de banda de coherencia del canal, lo que trae como consecuencia que los enlaces de bajada y de subida no estén correlados. La solución a ello es el uso de un canal de retroalimentación que estime la calidad del canal (CQI). Sin embargo en esta tesis se va a asumir que el estado de calidad del canal ya se conoce.

Otro enfoque respecto a la complejidad que existente en el análisis de los enlaces ascendente y descendente se da en Schubert y Boche (2004), en donde se desea maximizar el SINR para cada usuario y minimizar el total de la potencia transmitida. Para ello, se desea conocer el SINR del usuario k al cual se le asigna una potencia q_k en el enlace de subida ó p_k en el enlace de bajada. El transmisor j conoce los vectores de pesos para cada usuario los cuales pueden acomodarse dentro de la matriz $\mathbf{W}_j = [\mathbf{w}_{j,1}, \dots, \mathbf{w}_{j,K_r}]$ (por simplicidad en este caso excluirémos el indicador j asumiendo que sólo existe una estación base transmisora). Entonces el SINR se puede calcular mediante las expresiones 22 y 23.

$$SINR_k^{UL}(\mathbf{w}_k, \mathbf{q}) = \frac{q_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_k \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \left(\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{K_r} q_i \mathbf{R}_i + \sigma_k^2 \mathbf{I} \right) \mathbf{w}_k} \quad \forall k \quad (22)$$

$$SINR_k^{DL}(\mathbf{W}, \mathbf{p}) = \frac{p_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{R}_k \mathbf{w}_k}{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{K_r} p_i \mathbf{w}_i^H \mathbf{R}_k \mathbf{w}_i + \sigma_k^2} \quad \forall k \quad (23)$$

⁴Del inglés Frequency Division Duplex (duplexado por división de frecuencia).

Puede observarse que en la ecuación 22 sólo están acopladas las potencias de transmisión (dentro de la sumatoria), por lo que los pesos del beamforming pueden ser interpretados como múltiples receptores lineales. Así, dada una cierta asignación de potencia, los pesos del beamforming que logren maximizar el SINR pueden ser obtenidos mediante técnicas independientes de descomposición de valores propios. Por otro lado, en la expresión 23 están acoplados los vectores de pesos del beamforming y las potencias de transmisión, por lo que deben ser optimizados conjuntamente, lo cual genera sistemas más complejos (Schubert y Boche, 2004).

De acuerdo a Björnson *et al.* (2010b), los pesos del beamforming se obtiene a partir de la expresión 24:

$$\mathbf{w}_{j,k} = \arg \max_{\|\mathbf{w}\|^2=1} \frac{\beta_{j,k} |\mathbf{h}_{j,k}^H \mathbf{w}|^2}{\frac{\sigma_k^2}{P_j} + \sum_{\bar{k} \neq k} \beta_{j,\bar{k}} |\mathbf{h}_{j,\bar{k}}^H \mathbf{w}|^2} \quad (24)$$

para algunos coeficientes positivos $\beta_{j,k}$ con $\sum_{k=1}^{K_r} \beta_{j,k} = 1$. De esta forma, los vectores óptimos para el beamforming para el enlace descendente deben maximizar la expresión 24 para cada usuario, mientras que el parámetro $\beta_{j,k}$ representa la óptima potencia en el enlace ascendente virtual. Por otro lado, en el enlace de bajada el parámetro $\beta_{j,k}$ juega un papel importante debido a que representa los niveles de interferencia dentro del sistema celular. Con el motivo de representar un sistema con alta interferencia, el parámetro $\beta_{j,k}$ debe ser incrementado. Con este fin hacemos $\beta_{j,k} = 1$, con lo cual, la expresión 24 se convierte en 25:

$$\mathbf{w}_{j,k}^{(DVSINR)} = \arg \max_{\|\mathbf{w}\|=1} \frac{|\mathbf{h}_{j,k}^H \mathbf{w}|^2}{\frac{\sigma_k^2}{P_j} + \sum_{\bar{k} \neq k} |\mathbf{h}_{j,\bar{k}}^H \mathbf{w}|^2} \quad \forall k \quad (25)$$

La ecuación 25 se puede resolver mediante técnicas sencillas de valores propios; por

lo tanto en el siguiente apartado se describirá el método por el cual se obtuvieron los pesos del conformador de haz de las estaciones base, el cual está basado en la expresión 25.

IV.2.1 Obtención de los pesos del conformador de haz

El método por el cual se obtuvieron los pesos del conformador de haz, además de ZFBF es el iteración inversa.

El método de iteración inversa (también llamado como método de la potencia inversa) surge a partir de una mejora en la velocidad de convergencia sobre el método de las potencias, el cual se basa principalmente en los Corolarios 1 y 2.

Corolario 1 *Sea $A \in \mathbb{F}^{n \times n}$ y $x \in \mathbb{F}^n$ un vector no nulo. Si la sucesión de subespacios $\langle A^k x \rangle$ converge a un subespacio $\langle y \rangle$ no nulo, entonces y es un vector propio de A .*

Sin embargo, el Corolario 1 nos da un enfoque general sobre vectores propios, es por ello que definimos el Corolario 2 que se define para vectores unitarios y que son de nuestro interés en esta tesis, este Corolario está basado en el anterior y establece lo siguiente:

Corolario 2 *Sea $A \in \mathbb{F}^{n \times n}$ y $q \in \mathbb{F}^n$ un vector unitario. Si la sucesión de subespacios $\left\langle \frac{A^k q}{\|A^k q\|_2} \right\rangle$ converge a un subespacio $\langle y \rangle$ no nulo, entonces y es un vector propio unitario de A .*

En base a los Corolarios 1 y 2 se puede realizar un algoritmo para obtener un vector-propio asociados a una matriz $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, tal algoritmo se describe a continuación:

Método de las potencias

Dada $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$

Paso 1: Elíjase $x_0 \in \mathbb{F}^{n \times 1}$ ($\mathbb{F} = \mathbb{R}$ o \mathbb{C})

Paso 2: $q_0 = \frac{x_0}{\|x_0\|_2}$

Paso 3: Para $j = 0, 1, 2, \dots$ hasta convergencia

$$x_{j+1} = Aq_j$$

$$q_{j+1} = \frac{x_{j+1}}{\|x_{j+1}\|} \text{ (vector propio unitario aproximado)}$$

$$\tilde{\lambda}_{j+1} = q_{j+1}^* A q_{j+1} \text{ (Valor propio aproximado)}$$

fin

Figura 16. Método de las potencias para obtener valor y vector propio de una matriz A .

La convergencia de este algoritmo está dada fundamentalmente por el teorema 1 el cual establece lo siguiente:

Teorema 1 Sea $q_0 \in \mathbb{F}^n$ un vector unitario y $A \in \mathbb{F}^{n \times n}$ una matriz diagonalizable con $\lambda_1, \dots, \lambda_n$ como valores propios. Sea $\{v_1, \dots, v_n\}$ una base de vectores propios unitarios de A ($Av_i = \lambda_i v_i$ y $\|v_i\|_2 = 1, i = 1, 2, \dots, n$) y considerando que $q_0 = \alpha_1 v_1 + \dots + \alpha_n v_n$. Supongamos también que:

$$|\lambda_1| > |\lambda_2| \geq |\lambda_3| \geq \dots \geq |\lambda_n|$$

Entonces $\langle q_j \rangle \rightarrow \langle v_1 \rangle$ sí y sólo sí $\alpha_1 \neq 0$. Más aún, en tal caso, para $j = 0, 1, 2, \dots$ existen números complejos z_j de módulo 1 tales que:

$$\|z_j q_j - v_1\|_2 = O\left(\left|\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right|^j\right) \quad (26)$$

De la expresión 26 se deduce que para j suficientemente grande existe una constante positiva K tal que:

$$\|z_j q_j - v_1\|_2 \leq K \left| \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right|^j$$

Por lo tanto, la segunda parte del teorema nos dice que, cuando hay convergencia, ésta se produce a la misma velocidad a la que la sucesión $\left\{ \left| \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right|^j \right\}$ converge a 0.

Sin embargo, para que se cumpla el teorema 1, se requiere que la matriz A tenga un valor propio dominante en módulo, y que para el vector inicial x_0 la componente de éste en la dirección del subespacio propio asociado a dicho valor propio dominante sea no nula. Es por esta afirmación que para este trabajo de tesis el método de las potencias no sea de gran utilidad ya que el canal de cada usuario varía respecto al tiempo llegando a no cumplirse tales condiciones. En base a esto, se seleccionó el método de iteración inversa como el medio por el cual determinar los pesos del conformador de haz que han de satisfacer la expresión 25.

El método de iteración inversa además de acelerar la velocidad de convergencia del método de las potencias, posibilita la obtención de un vector y valor propio que no se tenga que corresponder necesariamente con el valor propio dominante.

Este método surge de la siguiente observación: si λ_0 es un valor propio de $A \in \mathbb{F}^{n \times n}$ y $p(\lambda) = p_d \lambda^d + p_{d-1} \lambda^{d-1} + \dots + p_1 \lambda + p_0$ es un polinomio cualquiera entonces $p(\lambda_0)$ es un valor propio de la matriz 27:

$$p(A) = p_d A^d + p_{d-1} A^{d-1} + \dots + p_1 A + p_0 I_n \quad (27)$$

En efecto, si v es un vector propio de A para λ_0 , entonces $Av = \lambda_0 v$ y $A^j v = \lambda_0^j v$.

Por lo tanto

$$\begin{aligned}
 p(A)v &= p_d A^d v + p_{d-1} A^{d-1} v + \dots + p_1 A v + p_0 v \\
 &= p_d \lambda_0^d v + p_{d-1} \lambda_0^{d-1} v + \dots + p_1 \lambda_0 v + p_0 v \\
 &= p(\lambda_0)v
 \end{aligned} \tag{28}$$

Es decir, v es también vector propio de $p(A)$ para $p(\lambda_0)$. Se prueba de forma similar que si $p(A)$ es invertible entonces $p(A)^{-1}$ y v es vector propio de esta matriz para dicho valor propio, dado por 29:

$$p(A)v = p(\lambda_0)v \Leftrightarrow v = (\lambda_0)p(A)^{-1}v \Leftrightarrow p(\lambda_0)^{-1}v = p(A)^{-1}v \tag{29}$$

En particular si $\sigma \notin \Lambda(A)$ entonces $\sigma I_n - A$ es invertible y $\lambda_0 \in \Lambda(A)$ sí y sólo sí $\frac{1}{\sigma - \lambda_0} \in \Lambda((\sigma I_n - A)^{-1})$. Por lo tanto, si $\lambda_1, \dots, \lambda_n$ son los valores propios de A entonces los valores propios de $(\sigma I_n - A)^{-1}$ son:

$$\mu_1 = \frac{1}{\sigma - \lambda_1}, \dots, \mu_n = \frac{1}{\sigma - \lambda_n}$$

El método de iteración inversa es el método de las potencias aplicado a la matriz $(\sigma I_n - A)^{-1}$ para algún número σ ; a este número se le conoce como desplazamiento o preconditionamiento y se suele usar para acelerar la velocidad de convergencia del método de las potencias, así como para obtener un valor y vector propio particular de la matriz A cuando se tiene un cierto conocimiento de ellos.

Como se indicó en el algoritmo de las potencias, el tercer paso consiste en calcular $q_{j+1} = Aq_j$. Ahora, si este paso se aplica a la matriz $(\sigma I_n - A)^{-1}$ se tendría que hacer $q_{j+1} = (\sigma I_n - A)^{-1}q_j$. En lugar de calcular la inversa de la matriz, se resuelve el

siguiente sistema

$$(\sigma I_n - A)q_{j+1} = q_j$$

con la finalidad de acelerar el algoritmo (la segunda forma requiere menos operaciones).

En base a lo anterior se puede definir una primera versión para el algoritmo de iteración inversa:

Método de iteración inversa (primera versión) Datos: $A \in \mathbb{F}^{n \times n}$, $x_0 \in \mathbb{F}^n$, $\sigma, \epsilon > 0$ e $itermax$

Objetivo: Calcular un par (λ, x) valor-vector propio aproximado de A .

$x = \frac{x_0}{\|x_0\|_2}$

$res = 1$

$iter = 0$

$normA = \|A\|_F$

while $res > \epsilon \cdot normA$ e $iter < itermax$

$y = (\sigma I_n - A)x$

$x = \frac{y}{\|y\|_2}$ (vector propio aproximado)

$\lambda = x^*Ax$ (Valor propio aproximado)

$res = \|\lambda x - Ax\|_2$ (nuevo residuo)

$iter = iter + 1$

end while

Figura 17. Método de iteración inversa para obtener un valor y vector propio de una matriz A .

El método anterior aún puede mejorarse, para ello tomamos la primera línea dentro del while

$$y = (\sigma I_n - A)x \quad \text{que es equivalente a} \quad y = (\sigma I_n - A)^{-1}x$$

tomamos la siguiente línea en donde se reemplaza a x por \hat{x}

$$\hat{x} = \frac{y}{\|y\|_2}$$

de esta forma tenemos que

$$(\sigma I_n - A)\hat{x} = \frac{(\sigma I_n - A)y}{\|y\|_2} = \frac{x}{\|y\|_2}$$

ahora hacemos $w = \frac{x}{\|y\|_2}$. Entonces:

$$\lambda = \hat{x}^* A \hat{x} = \sigma - \hat{x}^* (\sigma I_n - A) \hat{x} = \sigma - \rho$$

con

$$\rho = \hat{x}^* (\sigma I_n - A) \hat{x} = \hat{x}^* w$$

finalmente el residuo es

$$res = \lambda \hat{x} - A \hat{x} = (\sigma I_n - A) \hat{x} - \rho \hat{x} = w - \rho \hat{x}$$

de esta forma el algoritmo final de iteración inversa queda como sigue:

Método de iteración inversa (versión final)

Datos: $A \in \mathbb{F}^{n \times n}$, $x_0 \in \mathbb{F}^n$, $\sigma, \epsilon > 0$ e $itermax$

Objetivo: calcular un par (λ, x) valor-vector propio aproximado de A .

$$x = \frac{x_0}{\|x_0\|_2}$$

$$res = 1$$

$$iter = 0$$

$$normA = \|A\|_F$$

while $res > \epsilon \cdot normA$ e $iter < itermax$

$$y = (\sigma I_n - A)x$$

$$w = \frac{y}{\|y\|_2}$$

$$x = \frac{w}{\|w\|_2}$$

$$\rho = x^* w$$

$$\lambda = \sigma - \rho$$

$$res = \|w - \rho x\|_2$$

$$iter = iter + 1$$

end while

Figura 18. Versión final del método de iteración inversa.

De esta forma obtendremos un vector que satisfaga la expresión 25 en donde la matriz $y = (\sigma I_n - A)$ la tomaremos como la ecuación 30 (Björnson *et al.*, 2010b):

$$\mathbf{C}_{j,k} = \frac{\sigma_k^2}{P_j} \mathbf{I} + \sum_{\bar{k} \neq k} \mathbf{h}_{j,\bar{k}} \mathbf{h}_{j,\bar{k}}^H \quad (30)$$

y el vector inicial x será igual a $\mathbf{h}_{j,k}$.

Capítulo V

Simulación y discusión de resultados

En este apartado se dan a conocer los resultados obtenidos al implementar los algoritmos anteriores en un escenario celular. Para ello, primero se definen las consideraciones que se hicieron para la simulación.

En primer lugar se debe tomar en cuenta que el escenario simulado corresponde a urbano macrocelular, en donde los terminales móviles se encuentran a nivel de calle y las estaciones base con alturas superiores a la de los edificios. La altura de los edificios típica es de 4 pisos. La altura de los edificios y densidad en este tipo de escenario es prácticamente homogéneo (ITU-R, 2009).

El modelo de pérdidas por propagación está basado en el modelo COST231 urbano el cual se tomó de (3GPP, 2011b) y se expresa de acuerdo a la ecuación 31:

$$PL[dB] = (44.9 - 6.55 \log_{10}(h_{bs})) \log_{10} \left(\frac{d}{1000} \right) + 45.5 \\ + (35.46 - 1.1h_{ms}) \log_{10}(f_c) - 13.82 \log_{10}(h_{bs}) + 0.7h_{ms} + C \quad (31)$$

en donde $h_{bs} = 32 \text{ m}$ es altura de las estaciones base, $h_{ms} = 1.5 \text{ m}$ es la altura del terminal móvil del usuario, $f_c = 1900 \text{ MHz}$ es la frecuencia portadora, d es la distancia entre el terminal móvil y la estación base y por último, C es una constante equivalente a 3 dB para este tipo de escenario. Además la distancia entre estaciones base de 3 km . La Figura 19 ilustra el comportamiento del modelo de pérdidas por propagación en

decibeles respecto a la distancia de un usuario a la estación base.

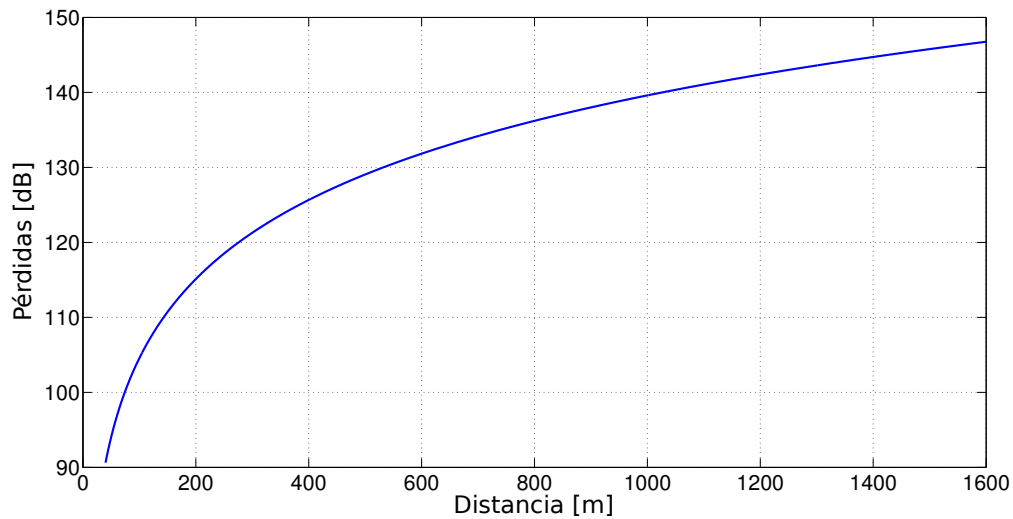


Figura 19. Pérdidas por propagación de la señal transmitida desde la estación base.

El escenario de simulación que se utilizó en esta tesis se ilustra en la Figura 20. Se puede observar en la figura que el modelo simulado cuenta con $K_t = 2$ estaciones base, cada una de ellas con $N_j = 8$ antenas transmisoras.

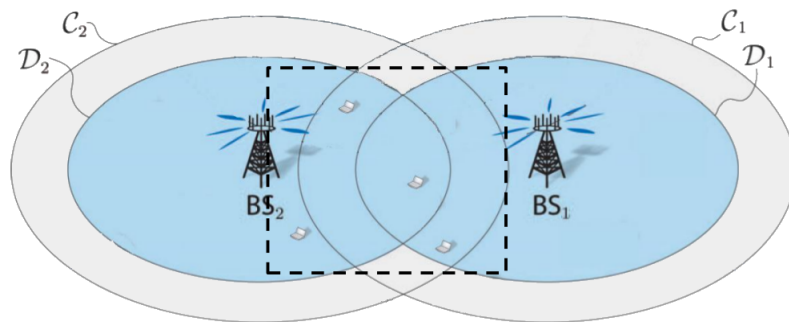


Figura 20. Sistema celular empleado para simulación del modelo matemático de CoMP.

El rectángulo con líneas punteadas muestra en área en donde se hizo una distribución de usuarios de manera uniforme. Se asume que los terminales de usuario cuentan con una antena. También se muestran los conjuntos \mathcal{C}_j y \mathcal{D}_j los cuales son fundamentales para llevar a cabo la coordinación.

En la Figura 21 se muestra el desempeño del sistema celular propuesto. En esta figura se generan las curvas para un sistema single cell¹, unceluar con ZFBF así como el uso de estaciones base coordinadas con ZFBF (CoMP ZF) e iteración inversa (CoMP DVSINR).

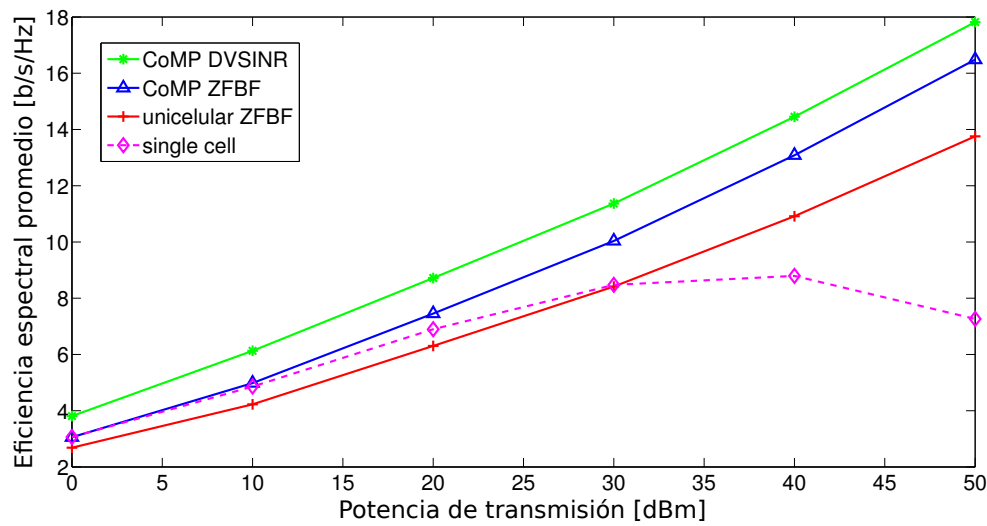


Figura 21. Comparación del desempeño del sistema con ZFBF DVSINR, además de single cell.

En la Figura 21 se puede observar que el desempeño de single cell tiene buen rendimiento hasta los 30 dBm de potencia de transmisión, después de este valor su desempeño se ve degradado por la fuerte interferencia; sin embargo, los métodos de ZFBF y DVSINR cancelan interferentes y es por ello que no se ven afectados por éstos. La línea con cruces (“+”) corresponde a un sistema uncelular con precodificación ZFBF, en este caso la máxima eficiencia espectral lograda es de 14 $b/p/s/Hz$. Si se utiliza otra estación base en modo CoMP, podemos observar que su desempeño mejora hasta un poco más de 16 $b/p/s/Hz$ (línea con el símbolo “ Δ ”), sin embargo el mejor desempeño lo tiene DVSINR el cual alcanza hasta 18 $b/p/s/Hz$ (línea con el símbolo “*”).

¹single cell se refiere al uso de una estación base sin ningún tipo de codificación.

En el escenario de la Figura 22 se han colocado tres usuarios (UE_1 , UE_2 y UE_3) de manera estratégica, esto con la finalidad de comprobar el funcionamiento de la coordinación de las estaciones base en función del conjunto al que pertenecen los usuarios. Para comprender el escenario de la Figura 22 y su evaluación (Figura 23); es necesario establecer que los usuarios colocados tienen como estación base ancla a BS_2 , por lo que BS_1 ayudará a los usuarios ubicados en el borde de la celda a incrementar su tasa de datos cuando haya coordinación entre las estaciones base.

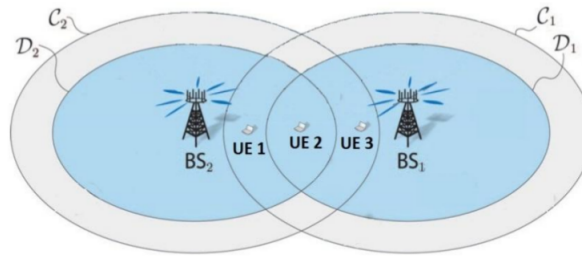
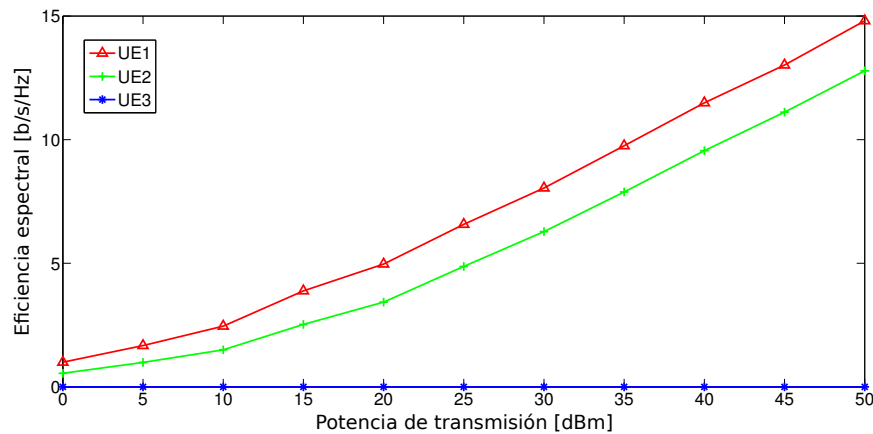


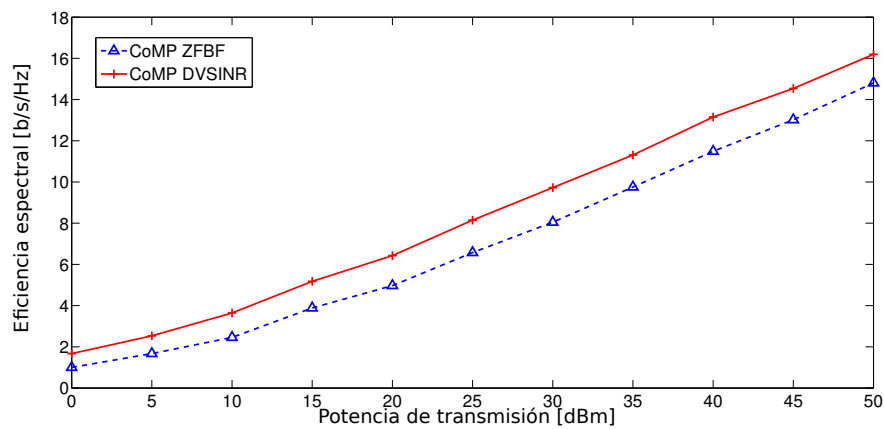
Figura 22. Escenario de simulación con colocación de usuarios estratégicamente dentro de los conjuntos \mathcal{C}_j y/o \mathcal{D}_j de BS_1 y/o BS_2 .

En las Figuras 23 y 24 se muestran los resultados de la simulación. Considerando que no hay coordinación (sistema unicelular) y se utiliza ZFBF, se obtienen los resultados de la Figura 23a, en donde se puede observar que el UE_1 es el más beneficiado con hasta 15 b/s/Hz . Esto debido a la corta distancia que presenta respecto a los otros dos usuarios, por su parte el UE_2 está en un área un poco más alejada por lo que su desempeño es menor (con 12.5 b/s/Hz aproximadamente), sin embargo el UE_3 está ubicado dentro del área en la que no puede ser servido por la BS_2 .

Por otro lado, en la Figura 23b se muestra el desempeño que obtiene el UE_1 cuando se utiliza CoMP. Con el uso de estaciones base coordinadas y con ZFBF (CoMP DVSINR) se obtiene una eficiencia espectral máxima de 15 b/s/Hz mientras que con DVSINR se pueden alcanzar hasta 16 b/s/Hz . Se puede notar en la Figura 23, que el



(a) Sistema unicelular con 3 usuarios con precodificación ZFBF



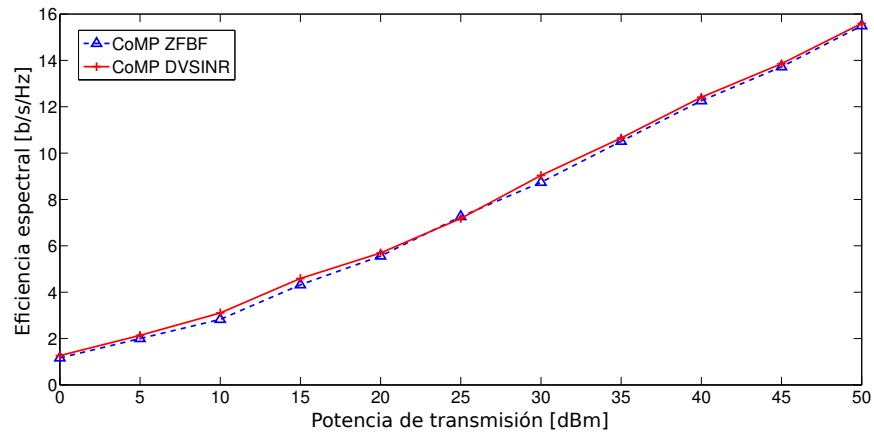
(b) Sistema CoMP para UE1 con ZFBF y DVSINR

Figura 23. Resultados de simulación del sistema celular de la Figura 22.

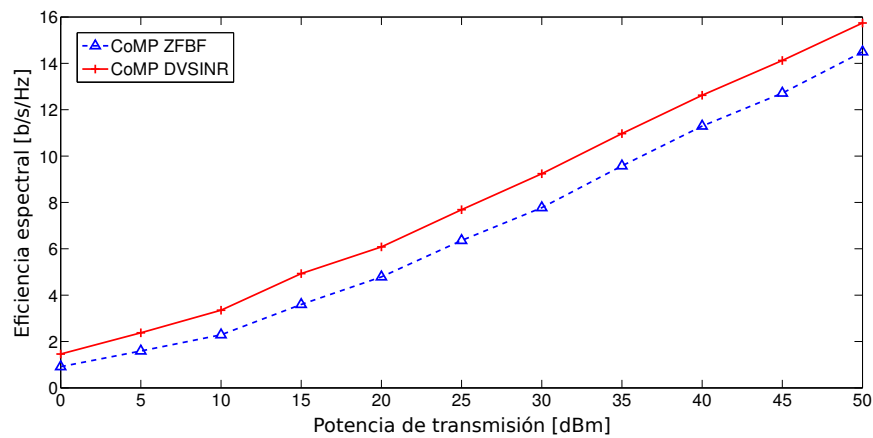
desempeño es el mismo con ZFBF para el UE_1 si se utiliza CoMP o no, esto se debe a la posición espacial en la que se encuentra (se encuentra en el conjunto que no puede ser servido por la BS_1).

Las Figuras 24a y 24b muestran el desempeño para los usuarios UE_2 y UE_3 respectivamente.

Como se puede observar en la Figura 22, el UE_2 se encuentra en una región en donde es posible que se le sirva con datos tanto de BS_2 como de BS_1 ; es por esto que su eficiencia espectral se ve incrementada cuando se utiliza CoMP (Figura 24a) con hasta 15.8 b/s/Hz , ya sea con ZFBF o con DVSINR, mientras que con el sistema



(a) Sistema CoMP para UE2 con ZFBF y DVSINR



(b) Sistema CoMP para UE3 con ZFBF y DVSINR

Figura 24. Resultados de simulación del sistema unicelular coordinado de la Figura 22.

unicelular (Figura 23a) sólo obtiene 12.5 b/s/Hz . Por otro lado, el UE_3 se encuentra en una región en la que sólo puede ser servido con datos si se utiliza CoMP, tal como lo muestra la Figura 24b, en donde se puede observar que se obtienen 14.5 b/s/Hz y 15.5 b/s/Hz para CoMP ZFBF y CoMP DVSINR respectivamente, y 0 b/s/Hz para el sistema unicelular (Figura 23a).

Debido a que incrementar la capacidad y extender el servicio celular en los bordes de la celda es de vital importancia para este trabajo de tesis, se formuló un escenario para evaluar el desempeño que tendría un usuario en dichas regiones. Para ello, el UE_1

se desplaza de la BS_2 a la BS_1 , tal como lo indica la Figura 25. A medida que el usuario UE_1 se desplaza, se calcula su capacidad de canal y la potencia asignada por cada estación base. Cabe destacar que los usuarios UE_2 y UE_3 están fijos, además las estaciones base están separadas entre ellas por 3 km .

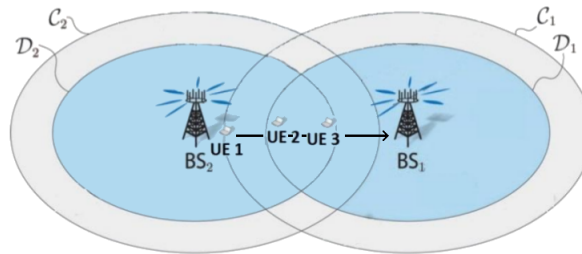


Figura 25. Escenario con los usuarios UE_2 y UE_3 fijos y UE_1 en movimiento.

En la Figura 26 se muestra el resultado de la evaluación del escenario de la Figura 25. Iniciaremos analizando el caso single cell. Cuando el usuario se encuentra cerca de la estación base ancla (BS_2) tiene un desempeño muy favorable, sin embargo a medida que el UE_1 se aleja se decrementa la eficiencia espectral drásticamente llegando a 0 b/s/Hz a los 1500 m de distancia a la BS_2 (en el borde de la celda). Por otro lado, con ZFBF unicelular el desempeño se mejora respecto a single cell, pero al no tener coordinación con la BS_1 , al igual que single cell la eficiencia espectral cae a 0 b/s/Hz a los 1500 m de la BS_2 . Si se utiliza CoMP el resultado es muy distinto, pues tanto con CoMP ZFBF y CoMP DVSINR disminuye la eficiencia espectral a medida que el usuario se aleja de la estación base ancla, pero a diferencia de los casos anteriores, nunca cae a 0 b/s/Hz debido a la cooperación que se establece entre las estaciones base, con lo cual se cumple el objetivo de extender la cobertura del sistema celular e incrementar la capacidad de canal en los bordes de la celda. En base a la gráfica de la Figura 26 se puede observar que la mínima eficiencia espectral es de aproximadamente 13 b/s/Hz y de 15 b/s/Hz para CoMP ZFBF y CoMP DVSINR respectivamente.

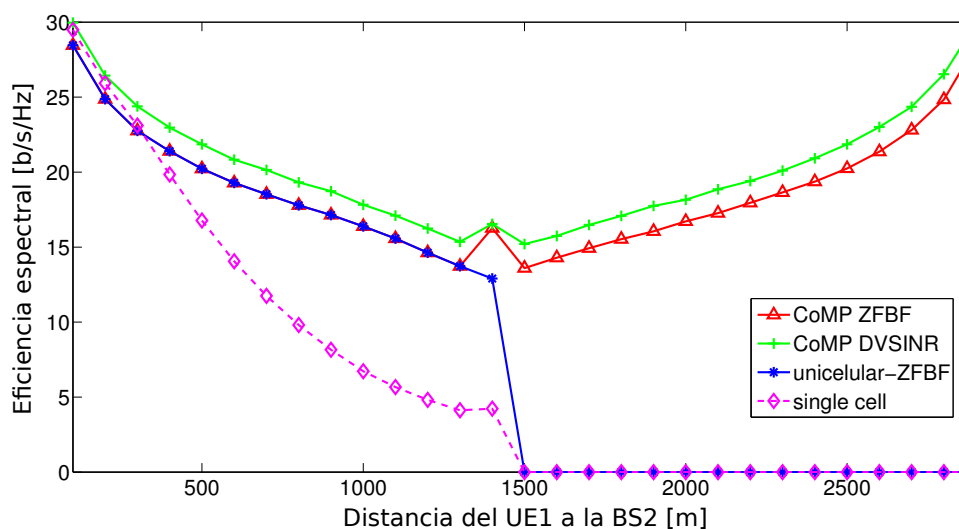


Figura 26. Desempeño del UE_1 mientras se desplaza de la BS_2 a la BS_1 .

La asignación de potencia para cada usuario se basa en los niveles de SINR que presenta cada usuario; debido a que los niveles de SINR dependen de las pérdidas por propagación de la señal, la potencia se asigna como se muestra en la Figura 27, en donde se puede observar que aquellos usuarios que presentan menor nivel de pérdidas se les asigna una potencia mayor, mientras que si se tienen demasiadas pérdidas sucede lo contrario.

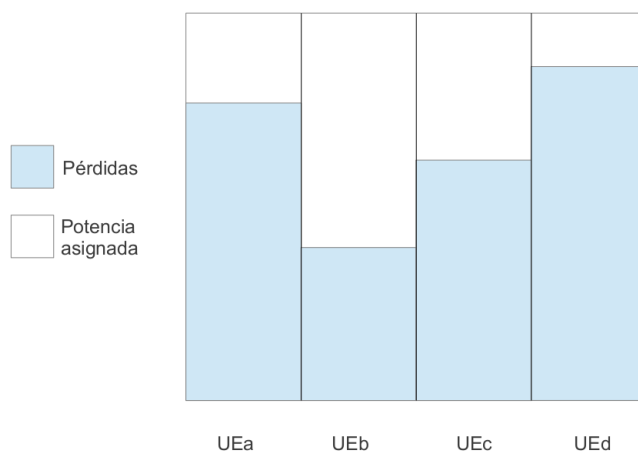


Figura 27. Representación de la asignación de potencia a los usuarios.

En la Figura 28 se puede observar la potencia asignada por cada estación base a cada

usuario, recordemos que el tanto el UE_2 y UE_3 están fijos mientras UE_1 se desplaza de BS_2 a BS_1 . Se puede notar que cuando el usuario UE_1 está muy cerca de la BS_2 se le asigna prácticamente toda la potencia de esta estación base al usuario, mientras los usuarios UE_2 y UE_3 son servidos por la BS_1 aunque con mayor potencia al UE_3 por estar más cercano. Observamos que cuando el UE_1 está cerca de los 500 m de distancia tanto el UE_2 como el UE_3 comienzan a ser servidos por BS_2 . Un punto importante de notar, es que cuando el UE_1 pasa los 1500 m ya sólo es atendido por la BS_1 mientras que los UE_2 y UE_3 ahora son servidos en mayor medida por la BS_2 , aunque en mayor proporción al usuario UE_2 por su cercanía a BS_2 . Por último, cuando el UE_1 está demasiado cerca de la BS_1 , ésta le asignada prácticamente toda su potencia mientras que los otros usuarios son servidos por la BS_2 .

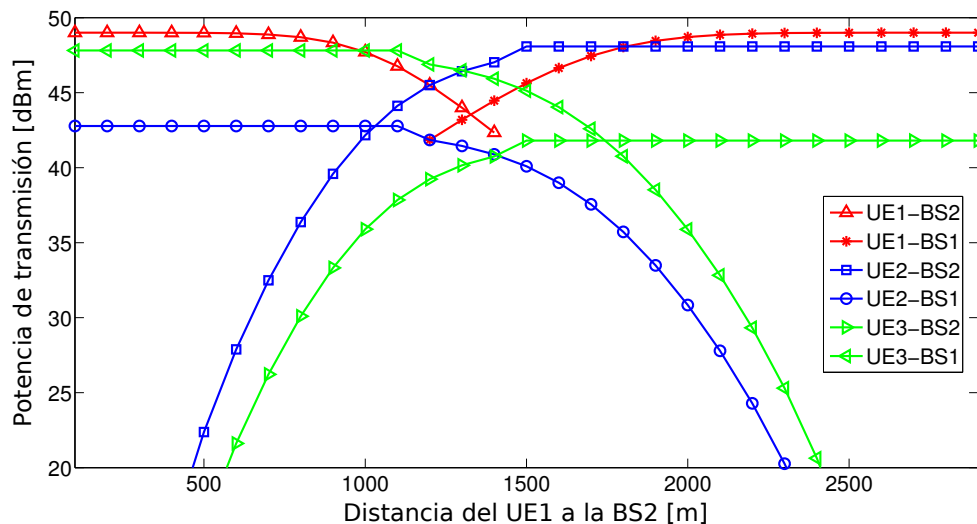


Figura 28. Asignación de potencia por las estaciones base a cada usuario mientras UE_1 se desplaza de BS_2 a BS_1 y los usuarios UE_2 y UE_3 están fijos.

Otro tipo de análisis corresponde al comportamiento que se presenta al variar el número de antenas en las estaciones base, para ello se fijó una cantidad de usuarios distribuidos de manera uniforme en el recuadro punteado de la Figura 20.

La Figura 29 muestra el desempeño del sistema celular en términos de la eficiencia

espectral para un escenario con 4 usuarios y una cantidad variante de antenas. Cabe destacar que la potencia de transmisión de las estaciones base se estableció en 49 dBm . En esta figura se observa que para el sistema celular con single cell la eficiencia espectral se mantiene prácticamente invariante entre 7 y 8 b/s/Hz al incrementar el número de antenas. Si se introduce precodificación ZFBF el desempeño se incrementa de manera muy significativa y con un comportamiento similar para ZFBF unicolor como para CoMP ZFBF. En el caso de CoMP DVSINR también se muestra un incremento en términos de eficiencia espectral respecto a single cell y ZFBF unicolor. A pesar de todo esto, es importante notar que las técnicas tanto ZFBF y DVSINR tienen una baja eficiencia espectral mientras se cumple que el número de antenas sea menor que el número de usuarios; de hecho, para los dos métodos el pico máximo en eficiencia espectral (17.5 b/s/Hz para CoMP ZFBF y DVSINR, y 14.5 b/s/Hz para ZFBF unicolor) se obtiene cuando el número de usuarios y el de antenas es el mismo.

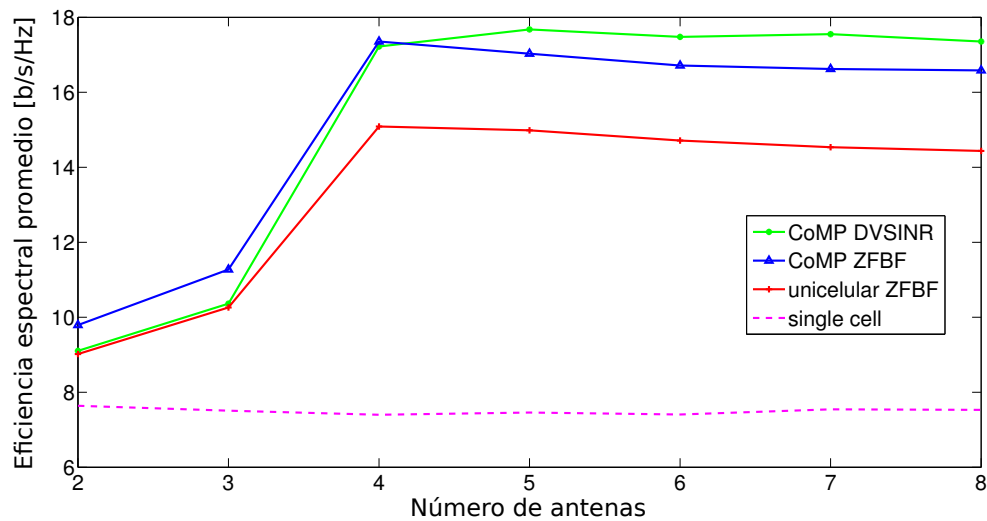


Figura 29. Comportamiento de la eficiencia espectral respecto al número de antenas de las estaciones base para un total de cuatro usuarios.

Si comparamos CoMP ZFBF y CoMP DVSINR se observa que mientras el número de antenas sea menor que la cantidad de usuarios, ZFBF tiene una mejor respuesta,

sin embargo la eficiencia espectral es la misma cuando se coincide con el número de usuarios y antenas, si se incrementa el número de antenas CoMP DVSINR obtiene mejores beneficios.

En la Figura 30 se muestra una gráfica en la que se fija la cantidad de usuarios a 8 y se varía la cantidad de antenas hasta 16. Esta gráfica tiene un comportamiento muy similar a la presentada en la Figura 29, la diferencia radica en los niveles de eficiencia espectral que se obtienen en cada caso. Como se puede observar, en la Figura 29 se obtiene mayor eficiencia espectral debido a que cuenta con menor número de usuarios, y por lo tanto existe menos interferencia. La eficiencia espectral pico alcanzada es de aproximadamente 17.5 b/s/Hz y de 16 b/s/Hz para los escenarios con 4 y 8 usuarios respectivamente.

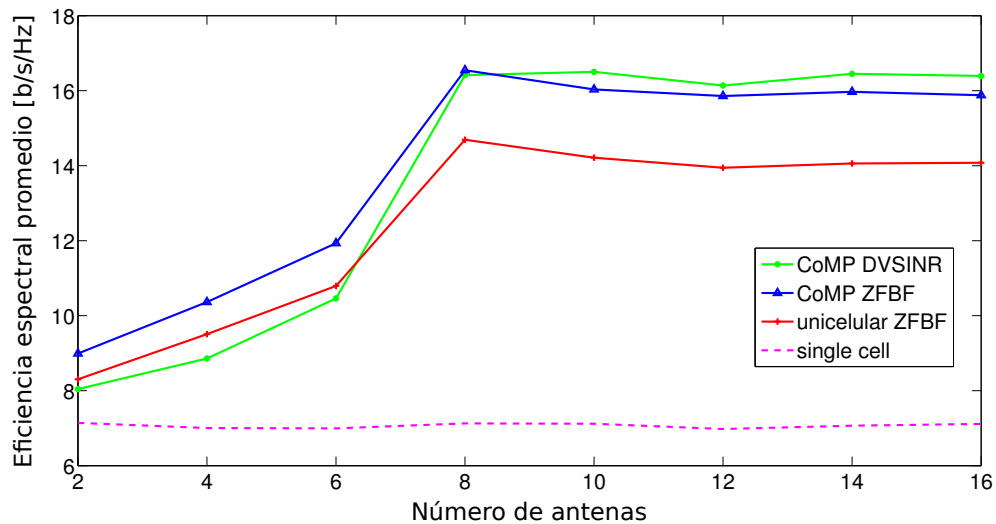


Figura 30. Comportamiento de la eficiencia espectral respecto al número de antenas de las estaciones base para un total de ocho usuarios.

Lo anterior conduce a señalar que el número de usuarios en el sistema afecta drásticamente la eficiencia espectral del sistema en general. Es por ello que se desarrolla una simulación en la que se fija la cantidad de antenas mientras se aumentaba la cantidad de usuarios.

La Figura 31 ilustra la eficiencia espectral para un sistema celular coordinado en donde las estaciones base cuentan con 4 elementos de antena y el número de usuarios se incrementa linealmente; en dicha figura se muestra que la cantidad de usuarios presente en el sistema afecta a todos los esquemas de transmisión. El caso de single cell, es el que presenta un desempeño más pobre, pero es el que disminuye su desempeño en menor proporción, es decir, de 10 b/s/Hz disminuyó hasta aproximadamente 5.8 b/s/Hz .

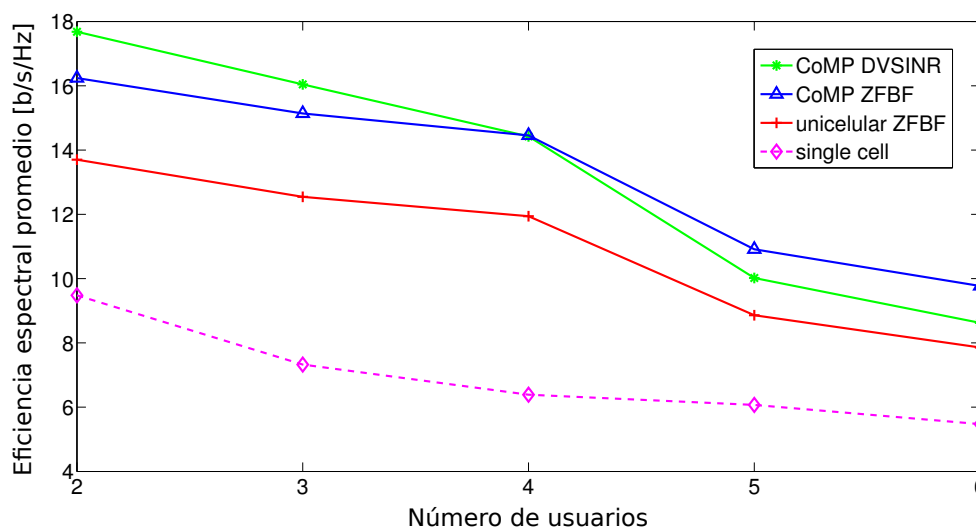


Figura 31. Comportamiento de la eficiencia espectral respecto a a la cantidad de usuarios en el sistema con estaciones base con cuatro elementos de antena.

Se puede definir una métrica que ayude a medir la proporción a la que disminuye el desempeño de cada técnica de precodificación respecto al número de usuarios en el sistema celular; para ello, la pendiente que se forma entre la eficiencia espectral para 2 usuarios y 6 usuarios, entrega dicha información. Así, para single cell, la métrica de variación es $|m_{uni}| = \left| \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \right| = \left| \frac{5.5 - 9.5}{6 - 2} \right| = |-1| = 1$. Por otro lado, es posible notar que el método de ZFBF tanto para uncelular como para CoMP su desempeño se comporta muy similar, ZFBF uncelular disminuye con una proporción aproximada de $|m_{uniZFBF}| = \left| \frac{7.8 - 13.7}{6 - 2} \right| = 1.475$ mientras que CoMP ZF lo hace con $|m_{CoMPZFBF}| = \left| \frac{9.7 - 16.2}{6 - 2} \right| = 1.625$, con lo cual son muy similares. Sin embargo, CoMP DVSINR disminuye

uye con una proporción aproximada de $|m_{CoMPDVSINR}| = \left| \frac{8.7-17.8}{6-2} \right| = 2.275$, con lo cual es posible afirmar que CoMP DVSINR es el esquema de precodificación que más se ve afectado por la cantidad de usuarios en un sistema celular, sin embargo se observa que, hasta que el número de usuarios sea menor al número de antenas de la estación base, su eficiencia espectral es la mayor alcanzada; y una vez es rebasada esta condición, su eficiencia espectral disminuye dramáticamente.

En la Figura 32 se muestra el resultado de un sistema celular con estaciones base cuya agrupación de antenas cuenta con ocho elementos de antena. Esta figura presenta un comportamiento similar al de la Figura 31.

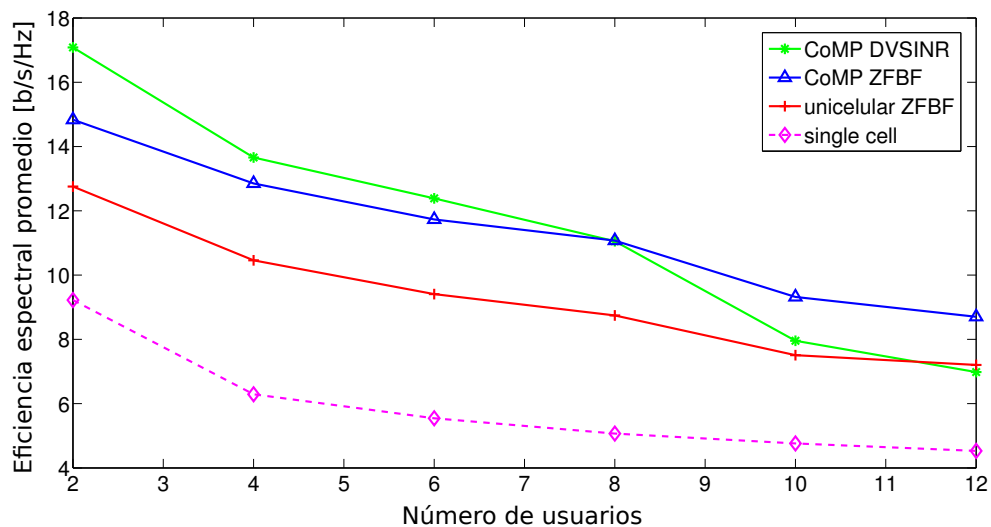


Figura 32. Comportamiento de la eficiencia espectral respecto a a la cantidad de usuarios en el sistema con estaciones base con ocho elementos de antena.

La principal diferencia existente entre las gráficas de las Figuras 31 y 32 radica en que la pendiente para el sistema con mayor número de antenas en las estaciones base es más suave. Esto se sintetiza en la tabla II, en la cual se observa claramente que el desempeño del sistema celular con mayor número de antenas para un mismo número de usuarios decae más lentamente a pesar de que se tienen picos de eficiencia espectral mayores en el sistema de cuatro antenas; siendo el más afectado (por la cantidad de

usuarios en el sistema) CoMP DVSINR. Sin embargo, la columna “diferencia” indica que CoMP DVSINR es el más beneficiado cuando el número de antenas es mayor, dato que se puede verificar también en las Figuras 29 y 30; mientras single cell es el esquema con menores beneficios al incrementar la cantidad de antenas en las estaciones base.

Los resultados mostrados en este trabajo de tesis, demuestran que el uso de estaciones base coordinadas incrementa el desempeño del sistema de comunicaciones móviles celulares, lo cual es un resultado esperado y por lo tanto cumple con el objetivo planteado. Como trabajo extra, se presentó el rendimiento del sistema celular respecto a la cantidad de antenas de las estaciones base, así como el análisis en base al número de usuarios dentro de las celdas.

Tabla II. Comparación del desempeño de los sistemas celulares con 4 y 8 antenas.

	Pendientes $ m $		Diferencia
	4 antenas	8 antenas	
CoMP DVSINR	2.275	1.125	1.15
CoMP ZFBF	1.625	0.75	0.875
Unicelular ZFBF	1.574	0.875	0.7
single cell	1	0.975	0.025

En base a los resultados reportados, en la siguiente sección se describen las conclusiones del trabajo de tesis en general.

Capítulo VI

Conclusiones

En este apartado se describen las conclusiones a las que se han llegado luego de un arduo proceso de investigación. Para ello se han dividido en distintas secciones, siendo la primera de ellas la correspondiente a la conclusión obtenida sobre la evolución de los sistemas del grupo 3GPP; posteriormente se incluyen las conclusiones sobre el modelo matemático y los resultados obtenidos de la simulación, para luego concluir sobre el objetivo planteado y por último se describen las conclusiones sobre el trabajo adicional.

Dentro de este capítulo se incorpora también las ideas planteadas para el trabajo futuro.

VI.1 Sobre la evolución de las tecnologías del grupo 3GPP

En el capítulo II de la tesis se describieron las tecnologías que caracterizan a cada estándar o release del grupo 3GPP.

Por otro lado, para las tecnologías de última generación de comunicaciones móviles celulares (cuarta generación), la ITU ha establecido una serie de requisitos (recomendaciones IMT-Avanzadas) para ser consideradas como tales. Para lograr satisfacer los requisitos asociados con la tasa de transferencia e incluso superarlos, el grupo 3GPP introdujo **agregación de portadora**, lo que permite hacer uso del espectro disponible de manera más eficiente; **MIMO mejorado**, el cual contribuye a incrementar la tasa

de transferencia de datos, reducir niveles de interferencia y establecer regiones de cooperación entre estaciones base; **retransmisores**, cuya finalidad es incrementar el área de cobertura de las celdas dando servicio en regiones afectadas por el desvanecimiento por sombreado, además también ayuda al ahorro de energía por parte de los terminales móviles; entre otros beneficios. Con el uso de dichas tecnologías, la tasa de transferencia teórica para LTE-Advanced en el enlace descendente asciende hasta 1 *Gbps*.

VI.2 Sobre el modelo matemático y resultados de simulación

Con la creciente demanda de servicios de telefonía móvil, es necesario establecer nuevas tecnologías para suplir dichos servicios, apegadas a las recomendaciones de la ITU. Sin embargo, para que a un usuario se le pueda otorgar servicios de calidad, es necesario que reporte altos niveles de CQI (buen nivel de SINR). En los bordes de las celdas los terminales móviles generalmente presentan bajos niveles de CQI, ya sea por la distancia a la estación base ancla y/o por la interferencia generada por estaciones base vecinas. Para ello, esta tesis se enfocó la investigación para resolver dicho problema mediante estaciones base cooperativas con arquitectura de tipo distribuida, debido a que representa un menor tráfico de datos por la red troncal.

El modelo matemático está basado en la arquitectura de tipo distribuida, lo cual significa que existe un flujo menor de información en la interfaz X2 respecto a la arquitectura centralizada; además, se asume que cada terminal de usuario reporta el CQI de manera local (sólo a su estación base ancla), lo cual beneficia en ahorro de energía por parte de los terminales. De esta forma, se formuló un escenario para simulación

basado en celdas divididas en subconjuntos; en donde la cooperación entre estaciones base dependía del subconjunto al que pertenecían los usuarios, y para llevar a cabo la cooperación se hizo uso de mas matrices D_k y C_k .

Los algoritmos para calcular los pesos del conformador de haz de cada estación base surgen a partir de las propiedades sobre el conformador de haz único, la condición de uso total de energía y la de parametrización de estrategias óptimas de precodificación; estas propiedades establecen las bases para utilizar los métodos ZFBF y DVSINR para obtener los pesos del conformador de haz. Se debe mencionar que estos métodos son muy sencillos de implementar y de baja complejidad.

VI.2.1 Desempeño general del sistema

Una vez que se consiguió implementar los algoritmos mencionados anteriormente en el escenario de simulación, se procedió a obtener un promedio sobre el rendimiento general de ellos, el resultado se muestra en la Figura 21. Como era esperado, el peor resultado lo muestra single-cell, donde su máximo desempeño se ubica con sobre una potencia de transmisión entre 30 y 40 dBm , alcanzando una eficiencia espectral de aproximadamente 9 $b/s/Hz$. Asumiendo que el rendimiento máximo alcanzado por algún tipo de precodificación es del 100%, single cell obtiene un 50% de rendimiento; cabe mencionar que single-cell fue el único que disminuyó su desempeño al incrementar aún más la potencia de transmisión por parte de la estación base, este resultado era esperado, ya que este método no tiene cancelación de interferencias lo cual indica la disminución de eficiencia espectral a altas potencias de transmisión.

En el caso de precodificación ZFBF uncelular, se obtuvo un desempeño creciente a medida que se incrementa la potencia de transmisión. Sin embargo, al ser un sistema

de tipo unicelular, aquellos terminales móviles que se ubican en los bordes de las celdas no pueden establecer en esquema cooperativo, por lo que su máximo desempeño fue de 14 b/s/Hz lo que representa un 77.7% de rendimiento, con ello se demuestra que ZFBF, al cancelar fuentes de interferencia, ayuda a incrementar la eficiencia espectral.

El aporte de este trabajo, consistió en incrementar el desempeño de los terminales móviles ubicados en los bordes de la celda, que es lugar en donde se puede establecer cooperación entre estaciones base vecinas; el resultado se muestra con CoMP ZFBF, ya que su máximo desempeño alcanzó aproximadamente 16.5 b/s/Hz logrando con estaciones base cooperativas 2.5 b/s/Hz más que el esquema sin cooperación. Esto significa que su desempeño es de 91.66%, es decir, se mejoró el sistema celular un 14%.

Al optimizar los pesos del conformador de haz mediante el algoritmo de iteración inversa, esquema que le llamamos CoMP DVSINR, obtenemos el máximo rendimiento del sistema celular alcanzando hasta 18 b/s/Hz , el cual tomamos como referencia de 100%. Con este método, se mejoró en 8.43% el desempeño respecto al CoMP ZFBF.

VI.2.2 Sobre la eficiencia espectral en distintas regiones de la celda y asignación de potencia

Como era de esperarse, la eficiencia varió respecto a la posición en la que se encontraba el terminal móvil. Esto lo pudimos comprobar analizando la Figura 26. Al igual que en el análisis anterior, el peor escenario lo presenta single-cell, el cual comienza a empeorar a partir de que el usuario se encuentra a 500 m de distancia a la estación base ancla, una vez el terminal móvil está fuera del alcance de la estación base ancla, su eficiencia espectral es nula, que es cuando se encuentra el usuario fuera de la celda. Por otro lado ZFBF unicelular, presenta un mejor desempeño debido a la cancelación

de interferencias; sin embargo, al igual que single-cell, al salir del área de cobertura, el rendimiento es nulo. Por otro lado, mediante la aplicación de CoMP, el desempeño no decae a cero, sino que llega a su mínimo que es de aproximadamente 11 b/s/Hz para CoMP ZFBF en el borde de la celda, mientras que con CoMP DVSINR el mínimo fue de aproximadamente 13 b/s/Hz . Con esto se comprueba que el rendimiento en el borde de la celda es mejorado mediante el uso de estaciones base cooperativas, lo que además incrementa el área de cobertura. La región en donde se presentó mejor eficiencia espectral, obviamente fue cerca de las estaciones base, esto también se debe a la forma como se asignó la potencia, la cual consiste en asignar mayor potencia a aquellos terminales que presentan mejores niveles de CQI.

VI.3 Sobre el objetivo de la tesis

Hasta lo reportado en los apartados anteriores se puede afirmar que se ha cumplido de manera completa el objetivo de la tesis, el cual consiste en formular una estructura de transmisión distribuida con estrategias de transmisión de baja complejidad de tal forma que se maximice la suma promedio de las tasas de transferencia. Con el esquema de transmisión distribuido se evita que grandes flujos de datos circulen por la red troncal, logrando con ello mayor espacio a tráfico de datos y no de señalización. Además si llegase a crecer la red celular, la complejidad de cooperación no incrementa con ésta. Un punto importante dentro del objetivo de la tesis consistió en maximizar la suma promedio de las tasas de transmisión, esto se logró mediante la técnica de precodificación CoMP DVSINR, la cual llegó a alcanzar hasta 18 b/s/Hz en promedio, mientras que CoMP ZFBF alcanzó 16.5 b/s/Hz . Estas estrategias de transmisión son simples de implementar y se pueden aplicar debido a la existencia de las propiedades

de optimalidad mencionadas en el modelo matemático.

VI.4 Con respecto al número de antenas de las estaciones base y cantidad de usuarios dentro de las celdas

Una vez cumplido el objetivo de la tesis, se procedió a realizar un análisis del sistema respecto al número de elementos de antena en las estaciones base, así como la cantidad de terminales móviles dentro del sistema.

Para el caso de single-cell la cantidad de antenas en las estaciones base no representa beneficio alguno, pues su eficiencia espectral se mantiene en aproximadamente 7.5 b/s/Hz ; mientras que para ZFBF y DVSINR sí representa un incremento significativo, para ambos casos (ZFBF y DVSINR) se observa que mientras el número de antenas es menor que la cantidad de usuarios servidos dentro de las celdas se presenta una eficiencia espectral pobre. Así, por ejemplo, para dos antenas y 4 usuarios CoMP DVSINR obtiene una eficiencia espectral de 9.3 b/s/Hz y CoMP ZFBF obtiene mejor eficiencia espectral con 10 b/s/Hz . Al incrementar el número de antenas a 3, CoMP ZFBF se incrementa hasta 11 b/s/Hz y CoMP DVSINR a 10 b/s/Hz . Un resultado interesante fue que al coincidir el número de usuarios y la cantidad de antenas, la eficiencia espectral fue de 17 b/s/Hz tanto para CoMP ZFBF como para CoMP DVSINR, lo cual significa que CoMP DVSINR es el esquema que más se beneficia al incrementar el número de antenas. Además es en este punto (4 usuarios y 4 antenas) cuando se obtiene la eficiencia espectral máxima, pues aunque se siga incrementando la cantidad de antenas, la eficiencia espectral no se beneficia y es prácticamente igual a 17 b/s/Hz ,

sin embargo ahora CoMP DVSINR obtiene mejor eficiencia espectral que CoMP ZFBF. De esta forma se puede decir que cuando se tiene un escenario en donde el número de terminales móviles es mayor al número de antenas conviene utilizar ZFBF, y si por el contrario, el número de antenas es mayor a la cantidad de terminales móviles, es conveniente utilizar DVSINR. Si se tiene el mismo número de terminales móviles como de antenas, no importa el esquema de precodificación ya que obtienen la misma eficiencia espectral en este caso.

Al fijar el número de antenas en las estaciones base y variar la cantidad de terminales móviles, el mejor desempeño se obtiene por parte de DVSINR siempre y cuando el número de usuarios sea menor a la cantidad de antenas, en caso contrario, ZFBF obtiene los mejores resultados. Es importante mencionar que así como DVSINR es el método de precodificación que más se beneficia al incrementar el número de antenas, también es el que más se afecta al incrementar la cantidad de usuarios. Estas conclusiones se han obtenido en base a la pendiente que presentan los métodos de precodificación, siendo la que más varía de DVSINR.

VI.5 Trabajo futuro como continuación a esta investigación

Tomando como referencia el trabajo realizado en esta tesis, el proceso de investigación se puede ampliar considerando los siguientes puntos como trabajo futuro:

- Ampliar la red celular incorporando mayor cantidad de celdas y verificar que al tener más de dos estaciones base cooperativas, algunos terminales móviles dentro del borde de la celda pueden incrementar aún más su tasa de transferencia.

- Investigar e incluir otros esquemas de precodificación para su comparación con los resultados aquí presentados.
- Incluir dentro del escenario de simulación la capacidad de transmitir mediante el método de CS/CB y obtener resultados para comparar con el método JP.
- Desarrollar un esquema centralizado para su comparación con el distribuido, siendo una parte importante la investigación sobre la complejidad al crecer la red celular de estos dos esquemas.

Referencias bibliográficas

- 3GPP (2010). 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (Release 9). Reporte técnico, 3rd Generation Partnership Project (3GPP).
- 3GPP (2011a). 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Requirements for further advancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) (LTE-Advanced) (Release 10). Reporte técnico, 3rd Generation Partnership Project (3GPP).
- 3GPP (2011b). 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations (Release 10). Reporte técnico, 3rd Generation Partnership Project (3GPP).
- 3GPP, G. (2012). Recuperado de <http://www.3gpp.org/>.
- Abouda, A. A., El-Sallabi, H. M., y Hggman, S. G. (2006). Effect of antenna array geometry and ULA azimuthal orientation on MIMO channel properties in urban city street grid. *Progress In Electromagnetics Research*, **64**: 257–278.
- Akyildiz, I. F., Estevez, D. M. G., y Reyes, E. C. (2010). The evolution to 4G cellular systems: LTE -Advanced. *Physical Communication*, **3**: 217–244.
- Bengtsson, M., Shankar, B., Björnson, E., Boccardi, F., Boldi, M., D’Amico, V., Fehske, A., Fuchs, M., Hardouin, E., Komulainen, P., Melis, B., Olsson, M., Papadogiannis,

- A., Pennanen, H., Rost, P., Saadani, A., Schellmann, M., Svensson, T., y Thiele, L. (2009). D1.4 initial report on advanced multiple antenna systems. Reporte técnico, Wireless World Initiative New Radio (WINNER).
- Björnson, E., Bengtsson, M., y Ottersten, B. (2010a). Optimality properties and low-complexity solutions to coordinated multicell transmission. En *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010), 6-10 Dec. 2010, IEEE*.
- Björnson, E., Zakhour, R., Gesbert, D., y Ottersten, B. (2010b). Cooperative multicell precoding: Rate region characterization and distributed strategies with instantaneous and statistical CSI. *IEEE Transactions on signal processing*, **58**: 4298– 4310.
- Björnson, E., Jaldén, N., Bengtsson, M., y Ottersten, B. (2011). Optimality properties, distributed strategies, and measurement-based evaluation of coordinated multicell OFDMA transmission. *IEEE Transactions on signal processing*, **59**: 6086– 6101.
- Briceño, J. E. (2005). *Principios de las comunicaciones*. Taller de Publicaciones de la Facultad de Ingeniería, Universidad de Los Andes.
- Comes, R. A., Álvarez, F. B., Palacio, F. C., Ferré, R. F., Romero, J. P., y Roig, O. S. (2010). *LTE: Nuevas tendencias en comunicaciones móviles*. Catalunya. Fundación Vodafone.
- Dahlman, E., Parkvall, S., y Sköld, J. (2011). *4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband*. Oxford. Elsevier, Book AID International and Sabre Foundation.
- España, R. . S. (2010). LTE (Long Term Evolution): El siguiente nivel. *Revista española de electrónica*, obtenida de <http://www.redeweb.com/>, páginas 82–86.

- Fernández, O. F. (2007). *Caracterización Experimental y Modelado de Canal MIMO para aplicaciones WLAN y WMAN*. Tesis de doctorado, Universidad de Cantabria Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, Santander, España.
- Garcia, I. D., Kusashima, N., Sakaguchi, K., Araki, K., Kaneko, S., y Kishi, Y. (2010). Impact of base station cooperation on cell planning. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, **2010**: 17.
- Irmer, R., Droste, H., Marsch, P., Grieger, M., Fettweis, G., Brueck, S., Mayer, H.-P., Thiele, L., y Jungnickel, V. (2011). Coordinated multipoint: Concepts, performance, and field trial results. *IEEE Communications Magazine*, **49**: 102– 111.
- ITU (2011). Recuperado de <http://www.itu.int/es/pages/default.aspx>.
- ITU-R (2009). Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced. Recuperado de <http://www.itu.int/pub/r-rep-m.2135/es>. Reporte técnico, Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU).
- Jankiraman, M. (2004). *Space-Time Codes and MIMO Systems*. Norwood. Artech house.
- Je, H. W., Lee, H., Kwak, K., Choi, S., Hong, Y.-J., y Clerckx, B. (2011). Long-term channel information-based CoMP beamforming in LTE-Advanced systems. En *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011), 5-9 Dec. 2011, IEEE*.
- Kumar, A., Sengupta, J., y Liu, Y. (2009). Technology evolution of 3GPP HSPA family. *The Pacific Journal of Science and Technology*, **10**(2): 366–376.
- López, A. M. (2009). LTE/SAE, una apuesta segura en la evolución de las redes móviles. Reporte técnico, Antena de Telecomunicación.

- Marsch, P. y Fettweis, G. (2008). On multi-cell cooperative transmission in backhaul-constrained cellular systems. *Springer*, **16**: 71–95.
- Mascarell, C. B. (2008). *Algoritmos para Sistemas de Comunicaciones Multi-Usuario con Múltiples Antenas*. Tesis de doctorado, Universidad Politécnica de Valencia, Departamento de Comunicaciones, Valencia, España.
- Moya, J. M. H. (2006). *Redes y servicios de telecomunicaciones*. Madrid, Paraninfo.
- Parikh, J. y Basu, A. (2011). LTE Advanced: The 4G mobile broadband technology. *International Journal of Computer Applications*, **13**: 0975 8887.
- Schubert, M. y Boche, H. (2004). Solution of the multiuser downlink beamforming problem with individual SINR constraints. *IEEE transactions on vehicular technology*, **53**(1): 18–28.
- Song, Y., Cai, L., Wu, K., y Yang, H. (2007). Collaborative MIMO based on multiple base station coordination. Reporte técnico, IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, <http://www.ieee802.org/16/>.
- Wiesel, A., Eldar, Y. C., y (Shitz), S. S. (2008). Zero-Forcing precoding and generalized inverses. *IEEE transactions on signal processing*, **56**(9): 4409– 4418.